



Universidade Federal de Campina Grande  
Centro de Engenharia Elétrica e Informática  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

# Sistemas de Compensação Ativa Paralela Baseados em Filtros Paralelos Modulares e Multiníveis

Alvaro de Medeiros Maciel

*Documento referente a Tese de Doutorado submetida à Coordenação do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande.*

Área de Conhecimento: Processamento de Energia

Orientadores:

Cursino Brandão Jacobina

Euzeli C. dos Santos Júnior

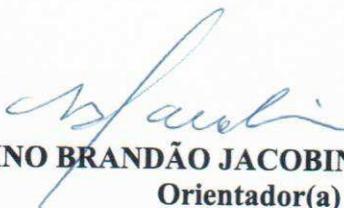
Campina Grande, Paraíba, Brasil

©Alvaro de Medeiros Maciel, Fevereiro de 2015

**"SISTEMAS DE COMPENSAÇÃO PARALELO BASEADOS EM FILTROS SHUNT  
MODULARES E MULTINÍVEIS"**

**ÁLVARO DE MEDEIROS MACIEL**

**TESE APROVADA EM 06/02/2015**



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

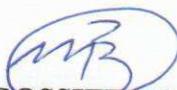
**EUZELI CIPRIANO DOS SANTOS JÚNIOR, D.Sc., IUPUI - USA**  
**Orientador(a)**



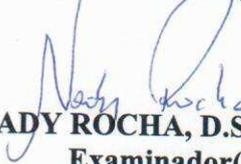
**ALEXANDRE CUNHA OLIVEIRA, D.Sc., UFCG**  
**Examinador(a)**



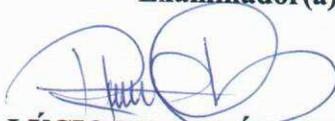
**DEMERCIL DE SOUZA OLIVEIRA JÚNIOR, Dr, UFC**  
**Examinador(a)**



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



**NADY ROCHA, D.Sc., UFPB**  
**Examinador(a)**



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

**CAMPINA GRANDE - PB**

# Agradecimentos

Em primeiro lugar agradeço a Deus por ter me concedido este dom maravilhoso que é viver. Agradeço aos meus pais, Alvaro Maciel e Araci Maciel por sempre estarem comigo em todas as batalhas que tive na vida com Amor sem fim. Agradeço à minha esposa, Layara Maciel, por seu Amor e compreensão nos momentos de ausência devido à concepção deste trabalho. Agradeço à minha filha, Mariana Maciel, que com a sua maneira de ser e com os seus "papa" me ajudou a ter energia durante este trabalho. Agradeço aos professores Cur-sino Brandão Jacobina e Euzeli Cipriano dos Santos Júnior pelo privilégio de tê-los como orientadores e por sua amizade. Agradeço aos amigos do LEIAM Victor Melo, Luciano Barros, Abinadab Andrade, Gregory Artur, Edgard Luiz, Rodolpho Martins, Vagner Nóbrega, Ayslan Caisson, Nustenil Segundo, Montiê e, enfim, todos os demais que me ajudaram nos momentos difíceis e de desânimo.

Dedico este trabalho ao Nosso Deus  
todo poderoso, o Deus de Abraão,  
Isaac e Jacó. O Pai de Nosso Senhor  
e Salvador Jesus Cristo.

# Resumo

Atualmente aplicações utilizando conversores de energia nas indústrias e na área de transmissão de energias alternativas, como a energia eólica, têm feito surgir conversores que operam em média tensão. Esse fato ampliou as preocupações em relação ao nível de harmônicos em instalações onde a sensibilidade a este tipo de problema é elevada. Este trabalho discute filtros ativos multi-modulares (filtros cooperativos), bem como filtros multiníveis, para lidar com as aplicações de média tensão. No cenário de filtros ativos foi desenvolvida uma solução que compensa a parcela fundamental da potência reativa e os componentes harmônicos de corrente de uma forma independente, com o objetivo de reduzir as perdas totais do sistema. Duas topologias são estudadas: uma usando dois conversores trifásicos fonte de tensão convencionais e uma em que um dos conversores trifásicos convencional é substituído por um conjunto formado por três pontes H interligadas na configuração estrela com o neutro isolado. Em relação aos filtros ativos implementados com conversores multiníveis são explorados dois conversores híbridos em cascata. Uma destas topologias já foi apresentada na literatura técnica como um sistema para acionamentos de máquinas, porém são implementadas duas novas abordagens para a regulação da tensão no barramento CC utilizando as técnicas PWM escalar e 'Level-Shifted'. A outra topologia é uma derivação da primeira para os sistemas a quatro fios. Aspectos técnicos tais como: a estratégia PWM, a distribuição de potência entre os conversores, as estratégias de controle e as perdas são abordadas para comparar com as soluções convencionais presentes na literatura.

**Palavras-chave:** Qualidade de energia, Compensação de harmônicos em média tensão, Filtros Ativos, Conversores Multiníveis.

# Abstract

Currently, the industrial demand for power converters operating in the medium voltage has increased concerns about the level of harmonics in installations where the sensitivity to this problem is high. This work discusses modular active filters (collaborative filtering) and multilevel filters (to deal with the applications of medium voltage). In such scenario, active filters are a solution that compensates the fundamental portion of reactive power and the harmonic current components in an independent way, with the aim of reducing the total system losses, was developed. Two topologies are shown: one using two conventional three-phase voltage source inverters and other where one of the conventional three-phase converters is implemented with by a set formed by three H-bridge star-connected. In the case of active power filter implemented with multilevel power converters, two hybrid cascade converters are presented. The first have been presented in the technical literature as a system to drive machinery, although at this work the innovation is on regulation of Dc-link voltages using scalar and 'Level-Shifted' PWM methods. The second is a derivation of the first one for four-wire systems. Issues such as PWM strategy, the distribution of power between converters and control strategies are discussed. **Keywords:** power quality, medium voltage, active filters, multilevel converters.

# Índice

Agradecimentos . . . . .	ii
Resumo . . . . .	iv
Abstract . . . . .	v
Índice . . . . .	vi
Índice de Tabelas . . . . .	xi
Índice de Figuras . . . . .	xiv
Lista de Símbolos . . . . .	xix
Glossário . . . . .	xxii
<b>1 Considerações iniciais . . . . .</b>	<b>1</b>
1.1 Revisão bibliográfica . . . . .	3
1.1.1 Filtros ativos em paralelo para monofásicos/trifásicos a três e quatro fios . . . . .	4
1.1.2 Estratégias de controle . . . . .	7
1.1.3 Filtros ativos multimodulares . . . . .	9
1.1.4 Filtros ativos multiníveis . . . . .	11
1.1.5 Estratégias de modulação . . . . .	14
1.2 Contribuições do trabalho . . . . .	14
1.3 Organização do trabalho . . . . .	15
<b>2 Filtros ativos paralelos convencionais . . . . .</b>	<b>17</b>
2.1 Modelo do sistema . . . . .	19

---

2.1.1	Modelo da configuração a três fios . . . . .	19
2.1.2	Modelo da configuração a quatro fios . . . . .	20
2.2	Estratégia PWM . . . . .	21
2.3	Estratégia de controle . . . . .	23
2.3.1	Configuração a três fios . . . . .	23
2.3.2	Configuração a quatro fios . . . . .	24
2.3.3	Controlador de corrente . . . . .	24
2.4	Conclusão . . . . .	25
<b>3</b>	<b>Filtros ativos modulares . . . . .</b>	<b>27</b>
3.1	Introdução . . . . .	27
3.2	Modelo do sistema . . . . .	30
3.2.1	Configuração MMC2B . . . . .	30
3.2.2	Configuração MMCY4B . . . . .	32
3.3	Estratégia PWM . . . . .	32
3.3.1	Configuração MMC2B . . . . .	32
3.3.2	Configuração MMCY4B . . . . .	34
3.4	Estratégia de controle . . . . .	36
3.4.1	Para a configuração MMC2B . . . . .	36
3.4.2	Para a configuração MMCY4B . . . . .	38
3.5	Resultados experimentais e de simulação . . . . .	40
3.5.1	Configuração MMC2B . . . . .	41
3.5.2	Simulação da Configuração MMCY4B . . . . .	42
3.6	Conclusão . . . . .	44
<b>4</b>	<b>Filtro ativo multinível para sistemas a 3 fios . . . . .</b>	<b>45</b>
4.1	Introdução . . . . .	45
4.2	Modelo do sistema . . . . .	47
4.3	Estratégia PWM . . . . .	48
4.4	Estratégia de controle . . . . .	51
4.5	Potência processada pelos conversores e THD de corrente . . . . .	53
4.6	Resultados de simulação . . . . .	54
4.7	Resultados experimentais . . . . .	57

4.8	Conclusões . . . . .	58
<b>5</b>	<b>Filtro ativo multinível para sistemas a 3 fios - abordagem com 'Level-Shifted' PWM . . . . .</b>	<b>59</b>
5.1	Introdução . . . . .	59
5.2	Definição dos casos de análise . . . . .	60
5.3	Estratégia PWM . . . . .	63
5.4	Estratégia de controle proposta . . . . .	64
5.4.1	Estratégia de regulação para o caso $v_{ct} = v_{ch}$ . . . . .	66
5.4.2	Estratégia de regulação para o caso $v_{ct} = 2v_{ch}$ . . . . .	67
5.4.3	Estratégia de regulação para o caso $v_{ct} = 3v_{ch}$ . . . . .	67
5.5	Resultados de simulação . . . . .	71
5.6	Conclusão . . . . .	75
<b>6</b>	<b>Filtro ativo multinível para sistemas a 4 fios . . . . .</b>	<b>76</b>
6.1	Introdução . . . . .	76
6.2	Modelo do sistema . . . . .	78
6.3	Estratégia PWM . . . . .	79
6.4	Potência processada pelos conversores . . . . .	81
6.5	Estratégia de Controle . . . . .	82
6.6	Resultados de simulação . . . . .	83
6.7	Resultados experimentais . . . . .	85
6.8	Conclusões . . . . .	87
<b>7</b>	<b>Análises das estruturas . . . . .</b>	<b>88</b>
7.1	Configuração convencional trifásica e a Configuração MMC2B . . . . .	88
7.1.1	Análise de perdas de condução e chaveamento . . . . .	88
7.1.2	Análise do THD da corrente da rede . . . . .	89
7.2	Configuração trifásica convencional e a Configuração MMCY4B . . . . .	90
7.2.1	Análise de perdas de condução e chaveamento . . . . .	90
7.2.2	Análise da THD da corrente da rede . . . . .	92
7.3	Configuração 3HB1T . . . . .	93
7.3.1	Caso 1 - modulação Escalar e LS-PWM . . . . .	93

7.3.2	Caso 2 - modulação Escalar e LS-PWM . . . . .	94
7.3.3	Caso 3 - modulação Escalar e LS-PWM . . . . .	95
7.4	Configuração 3HB1T4W . . . . .	97
7.4.1	Análise da THD da corrente da rede . . . . .	97
7.5	Conclusão . . . . .	98
<b>8</b>	<b>Conclusões gerais . . . . .</b>	<b>100</b>
8.1	Conclusões . . . . .	100
<b>I</b>	<b>Especificação dos componentes passivos . . . . .</b>	<b>103</b>
I.1	Especificação dos indutores . . . . .	103
I.1.1	Primeiro método . . . . .	104
I.1.2	Segundo Método . . . . .	104
I.2	Especificação da Tensão do Barramento CC . . . . .	105
I.2.1	Dimensionamento da tensão do barramento para conversores interconectados . . . . .	106
<b>II</b>	<b>Controladores e bancadas experimentais . . . . .</b>	<b>108</b>
II.1	Controladores de Corrente . . . . .	108
II.2	Controladores dos barramentos CC . . . . .	110
II.3	Montagens experimentais . . . . .	113
II.3.1	Montagem para a Configuração MMC2B . . . . .	113
II.3.2	Montagem para as configurações 3HB1T e 3HB1T4W . . . . .	114
<b>III</b>	<b>Análise de potências para o conversor 3HB1T - utilizando LS-PWM e CB-PWM . . . . .</b>	<b>116</b>
III.1	Caso $v_{ct} = v_{ch}$ . . . . .	118
III.2	Caso $v_{ct} = 2v_{ch}$ . . . . .	123
III.3	Caso $v_{ct} = 3v_{ch}$ . . . . .	125
<b>A</b>	<b>Filtros de sinal implementados na Tese . . . . .</b>	<b>128</b>
A.1	Filtro passa-baixas . . . . .	128
A.1.1	Resposta em frequência do filtro passa-baixas implementado . . . . .	129
A.2	Filtro passa alta . . . . .	129

---

A.2.1 Resposta em frequência do filtro passa-alta . . . . .	130
<b>B Harmônicos de tensão, fator de potência e desequilíbrios - valores de referência no Brasil . . . . .</b>	<b>132</b>
B.1 Fator de Potência . . . . .	132
B.2 Harmônicos . . . . .	133
<b>Referências Bibliográficas . . . . .</b>	<b>134</b>

# Índice de Tabelas

5.1	Estados e tensões de saída dos conversores monofásicos. . . . .	60
5.2	Estados e tensões de saída do conversor trifásico. . . . .	60
5.3	Tensão de saída por fase do conversor 3HB1T assumindo tensões iguais nos barramentos CC do conversor trifásico e monofásicos $v_{ct} = v_{ch}$ . . . . .	61
5.4	Tensão de saída por fase do conversor 3HB1T assumindo que a tensão no barramento CC do conversor trifásico é duas vezes a tensão nos barramento CC dos conversores monofásicos $v_{ct} = 2v_{ch}$ . . . . .	62
5.5	Tensão de saída por fase do conversor 3HB1T assumindo que a tensão no barramento CC do conversor trifásico é três vezes a tensão nos barramento CC dos conversores monofásicos $v_{ct} = 3v_{ch}$ . . . . .	62
5.6	Efeito dos estados de chaveamento sobre a tensão do barramento CC de uma ponte H . . . . .	65
7.1	Comparativos de perdas entre a configuração do conversor trifásico e a MMC2B (todas as estruturas chaveando a 10 kHz). . . . .	89
7.2	Comparativos de perdas entre a configuração do conversor trifásico e a MMC2B - o conversor trifásico convencional e o conversor de reativos com frequência de chaveamento de 10 kHz, o conversor de harmônicos com frequência de chaveamento de 8 kHz). . . . .	89
7.3	Comparativos de perdas entre a configuração do conversor trifásico e a Configuração MMCY4B - o conversor trifásico convencional e o conversor de reativos com frequência de chaveamento de 10 kHz, o conversor de harmônicos com frequência de chaveamento de 10 kHz). . . . .	91

7.4	Comparativos de perdas entre a configuração do conversor trifásico e a Configuração MMCY4BB - o conversor trifásico convencional e o conversor de reativos com frequência de chaveamento de 10 kHz, o conversor de harmônicos com frequência de chaveamento de 5 kHz). . . . .	91
7.5	Comparativos de perdas entre a configuração do conversor trifásico e a Configuração 3HB1T - o conversor trifásico convencional e o conversor 3HB1T com frequência de chaveamento de 10 kHz e ambas na modulação CB-PWM (escalar)). . . . .	94
7.6	Comparativos de perdas entre a configuração do conversor trifásico e a Configuração 3HB1T - o conversor trifásico convencional e o conversor 3HB1T com frequência de chaveamento de 10 kHz e ambas na modulação LS-PWM). . .	94
7.7	Comparativos de perdas entre a configuração do conversor trifásico e a Configuração 3HB1T - o conversor trifásico convencional e o conversor 3HB1T com frequência de chaveamento de 10 kHz e ambas na modulação CB-PWM (escalar) - Caso 2). . . . .	95
7.8	Comparativos de perdas entre a configuração do conversor trifásico e a Configuração 3HB1T - o conversor trifásico convencional e o conversor 3HB1T com frequência de chaveamento de 10 kHz e ambas na modulação LS-PWM). . .	95
7.9	Comparativos de perdas entre a configuração do conversor trifásico e a Configuração 3HB1T - o conversor trifásico convencional e o conversor 3HB1T com frequência de chaveamento de 10 kHz e ambas na modulação CB-PWM (escalar) - Caso 3). . . . .	96
7.10	Comparativos de perdas entre a configuração do conversor trifásico e a Configuração 3HB1T - o conversor trifásico convencional e o conversor 3HB1T com frequência de chaveamento de 10 kHz e ambas na modulação LS-PWM para o caso onde não existe necessidade de carregamento ou descarregamento dos capacitores dos conversores monofásicos). . . . .	96
7.11	Comparativos de perdas entre a configuração do conversor trifásico e a Configuração 3HB1T - o conversor trifásico convencional e o conversor 3HB1T com frequência de chaveamento de 10 kHz e ambas na modulação LS-PWM onde há a necessidade de carregamento dos capacitores dos conversores monofásicos). . . . .	96

7.12	Comparativos de perdas entre a configuração do conversor trifásico e a Configuração 3HB1T - o conversor trifásico convencional e o conversor 3HB1T com frequência de chaveamento de 10 kHz e ambas na modulação LS-PWM para o caso onde existe a necessidade de descarregamento dos capacitores dos conversores monofásicos).	97
7.13	Comparativos de perdas entre a configuração do conversor trifásico de quatro braços e a Configuração 3HB1T4W).	97
III.1	Caso $v_{ct} = v_{ch}$ - índice de modulação igual a 1,0 - LS-PWM	119
III.2	Caso $v_{ct} = v_{ch}$ - índice de modulação igual a 1,0 - CB-PWM	121
III.3	Caso $v_{ct} = v_{ch}$ - índice de modulação igual a 0,8 - LS - PWM	121
III.4	Caso $v_{ct} = v_{ch}$ - índice de modulação igual a 0,8 - CB-PWM	121
III.5	Caso $v_{ct} = 2v_{ch}$ - índice de modulação igual a 1,0 - LS - PWM	123
III.6	Caso $v_{ct} = 2v_{ch}$ - índice de modulação igual a 1,0 - CB-PWM	124
III.7	Caso $v_{ct} = 2v_{ch}$ - índice de modulação igual a 0,8 - LS - PWM	124
III.8	Caso $v_{ct} = 2v_{ch}$ - índice de modulação igual a 0,8 - CB-PWM	124
III.9	Caso $v_{ct} = 3v_{ch}$ - índice de modulação igual a 1,0 - LS - PWM	125
III.10	Caso $v_{ct} = 3v_{ch}$ - índice de modulação igual a 1,0 - CB-PWM	125
III.11	Caso $v_{ct} = 3v_{ch}$ - índice de modulação igual a 0,8 - LS - PWM	126
III.12	Caso $v_{ct} = 3v_{ch}$ - índice de modulação igual a 0,8 - CB-PWM	126
B.1	Comparativos de perdas entre a configuração do conversor trifásico e a MMC2B (todas as estruturas chaveando a 10 kHz).	133

# Índice de Figuras

1.1	Configuração típica de um filtro ativo paralelo para cargas monofásicas. . . .	4
1.2	Sistema elétrico trifásico simplificado quanto ao conversor e a carga contendo um filtro ativo paralelo. . . . .	6
1.3	Sistema elétrico trifásico a 4 fios simplificado quanto ao conversor e a carga contendo filtro ativo paralelo a quatro fios: (a) Filtro a 4 fios com conexão do ponto central do conversor ao neutro do sistema (b) Filtro a 4 fios com quatro braços no conversor. . . . .	7
1.4	Conversores multimodulares (a) conversores com barramentos distintos (b) conversores compartilhando um barramento CC sem o uso de transformadores, detalhe para a corrente de circulação $I_{cc}$ , (c) conversores compartilhando um barramento CC com o uso de transformadores, (d) conversores compartilhando um barramento CC com o uso de indutores acoplados . . . . .	10
1.5	Topologias dos conversores multiníveis. . . . .	12
2.1	Topologias e modelos dos filtros ativos convencionais: (a) filtro ativo a três fios; (b) circuito para modelo equivalente do filtro ativo a três fios; (c) filtro ativo a quatro fios; (d) circuito para modelo equivalente do filtro ativo a quatro fios. . . . .	18
2.2	Diagrama de controle para o filtro ativo a três fios. . . . .	23
2.3	Diagrama de controle para o filtro ativo a quatro fios. . . . .	24
2.4	Bloco do controlador de corrente: (a) sistemas equilibrados (b) sistemas desequilibrados . . . . .	26
3.1	Topologia e modelo do filtro ativo multimodular da Configuração MMC2B: (a) circuito de potência; (b) modelo equivalente. . . . .	28

3.2	Topologia e modelo do filtros ativo multimodular da Configuração MMCY4B: (a) circuito de potência; (b) modelo equivalente. . . . .	29
3.3	Diagrama de controle do filtro ativo multimodular da Configuração MMC2B: (a) filtro de menor frequência; (b) filtro de maior frequência. . . . .	37
3.4	Diagrama de controle do filtro ativo multimodular da Configuração MMCY4B: (a) Filtro de menor frequência; (b) Filtro de maior frequência. . . . .	39
3.5	Resultados experimentais da Configuração MMC2B: (a) tensão $e_{g1}$ e corrente da rede $i_{g1}$ para fase 1 [topo], tensões nos barramentos dos conversores de reativos e de harmônicos [abaixo]; (b) corrente de referência para o conversor de reativos na fase 1 $i_{r1}^*$ [topo] e a corrente lida $i_{r1}^*$ [abaixo]; (c) corrente de referência para o conversor de harmônicos na fase 1 $i_{h1}^*$ [topo] e a corrente lida $i_{h1}^*$ [abaixo]; (d) correntes de interesse no sistema $i_{g1}$ , $i_{r1}$ , $i_{h1}$ e $i_{l1}$ . . . . .	41
3.6	Resultado de simulação para a Configuraçã MMCY4B: (a) Tensão e corrente da rede na fase 1; (b) corrente da carga na fase 1. . . . .	43
3.7	Correntes e tensões da Configuração MMCY4B: (a) Corrente da rede fase 1 ( $i_{g1}$ ) e sua referência ( $i_{g1}^*$ ); (b) Tensões nos barramentos dos conversores monofásicos $v_{c1}$ , $v_{c2}$ e $v_{c3}$ e do conversor trifásico $v_{ct}$ . . . . .	43
4.1	Circuitos de potência das Configurações estudadas: (a) configuração 6HB; (b) configuração 3HB1T. . . . .	46
4.2	Circuito equivalente da configuração 3HB1T. . . . .	47
4.3	Diagrama de controle da configuração 3HB1T. . . . .	52
4.4	Potências processadas pelos conversores da configuração 3HB1T. . . . .	54
4.5	THD da rede em função de $\mu_{gt}^* \times \mu_{xrrj}^*$ . . . . .	54
4.6	Resultados de simulação da Configuração 3HB1T: (a) corrente da rede e sua referência $i_{g1}^*$ e $i_{g1}$ na fase 1; (b) tensão e corrente da rede $e_{g1}$ e $i_{g1}$ também para a fase 1; (c) dinâmica do carregamento dos capacitores dos barramentos monofásicos $v_{c1}$ , $v_{c2}$ e $v_{c3}$ e do trifásico $v_{ct}$ . . . . .	55
4.7	Número de níveis da tensão de saída da Configuração 3HB1T. . . . .	56
4.8	Número de níveis da tensão de saída da Conf. 3HB1T levando em consideração a diferença de tensão entre o neutro da rede ( $g$ ) e o ponto central do barramento do conversor trifásico ( $v_{0t}$ ). . . . .	56

4.9	Curvas dos resultados experimentais para a Configuração 3HB1T. (a): tensão $e_{g1} - i_{g1}$ , (b) tensões no barramento CC do conversor trifásico $v_{ct}$ e nos conversores monofásicos $v_{c1}, v_{c2}$ e $v_{c3}$ (c) corrente da rede $i_{g1}$ e (d) corrente da carga $i_{l1}$ . . . . .	57
5.1	Reta de níveis para o caso $v_{ct} = v_{ch}$ com todos os estados de chaveamento (por fase) que os originam. . . . .	61
5.2	Reta de níveis para o caso $v_{ct} = 2v_{ch}$ com todos os estados de chaveamento (por fase) que os originam. . . . .	62
5.3	Reta de níveis para o caso $v_{ct} = 3v_{ch}$ com todos os estados de chaveamento (por fase) que os originam. . . . .	63
5.4	Circuito equivalente por fase da configuração 3HB1T. . . . .	63
5.5	Diagrama de controle utilizado na configuração 3HB1T modulada por LS-PWM	64
5.6	Reta de níveis por fase para o caso $v_{ct} = v_{ch}$ com os seus respectivos efeitos sobre a carga ou descarga do capacitor (as legendas das figuras estão acima). . . . .	66
5.7	Reta de níveis por fase para o caso $v_{ct} = 2v_{ch}$ com os seus respectivos efeitos sobre a carga ou descarga do capacitor. . . . .	68
5.8	Diagrama de níveis por fase para o caso $v_{ct} = 3v_{ch}$ em duas situações: quando a(s) tensão(ões) do(s) barramento(s) CC está(ão) acima de suas referências - figura superior - e quando a(s) tensão(ões) do(s) barramento(s) CC está(ão) abaixo de suas referências - figura inferior. . . . .	69
5.9	Fluxograma da estratégia proposta de regulação das tensões nos barramentos CC. . . . .	70
5.10	Fluxograma da estratégia proposta de regulação das tensões nos barramentos aplicada ao caso $v_{ct} = 3v_{ch}$ . . . . .	71
5.11	Resultados de simulação caso $v_{ct} = v_{ch}$ : a) tensões dos barramentos CC; b) tensão de saída do conversor $v_{an}$ para fase 1; c) tensão de fechamento de neutro $v_{agt}$ para fase 1; d) corrente da rede $i_{g1}$ e sua referência $i_{g1}^*$ ; e) as correntes da carga $i_{L123}$ todas as fases . . . . .	72

5.12	Resultados de simulação caso $v_{ct} = 2v_{ch}$ : a) tensões dos barramentos CC; b) tensão de saída do conversor $v_{an}$ para fase 1; c) tensão de fechamento de neutro $v_{agt}$ para fase 1; d) corrente da rede $i_{g1}$ e sua referência $i_{g1}^*$ ; e) as correntes da carga $i_{L123}$ todas as fases . . . . .	73
5.13	Resultados de simulação caso $v_{ct} = 3v_{ch}$ : a) tensões dos barramentos CC; b) tensão de saída do conversor $v_{an}$ para fase 1; c) tensão de fechamento de neutro $v_{agt}$ para fase 1; d) corrente da rede $i_{g1}$ e sua referência $i_{g1}^*$ ; e) as correntes da carga $i_{L123}$ todas as fases . . . . .	74
6.1	Circuitos de potência das Configurações estudadas: (a) configuração 6HB4L; (b) configuração 3HB1T4W. . . . .	77
6.2	Circuito equivalente da configuração 3HB1T4W . . . . .	78
6.3	Potência processada pelos conversores monofásicos e pelo conversor trifásico. . . . .	82
6.4	Diagrama de controle da configuração 3HB1T4W. . . . .	83
6.5	Resultados de simulação da Configuração 3HB1T4W: (a) corrente da rede e sua referência $i_{g1}^*$ e $i_{g1}$ na fase 1; (b) tensão e corrente da rede $e_{g1}$ e $i_{g1}$ também para a fase 1; (c) dinâmica do carregamento dos capacitores dos barramentos CC dos conversores monofásicos $v_{c1}$ , $v_{c2}$ e $v_{c3}$ e do trifásico $v_{ct}$ . . . . .	84
6.6	Resultados experimentais para a Configuração 3HB1T4W: (a) correntes da rede $i_{g1}$ , $i_{g2}$ e $i_{g3}$ , (b) correntes da carga $i_{l1}$ , $i_{l2}$ , $i_{l3}$ , (c) correntes do neutro do lado da rede $i_{go}$ , da carga $i_{lo}$ e do filro $i_{fo}$ , (d) tensões nos barramentos CC dos conversores monofásicos $v_{c1}$ , $v_{c2}$ , $v_{c3}$ e do conversor trifásico $v_{ct}$ . . . . .	86
7.1	Análise do THD da corrente da rede das Configurações MMC2B e Convencional com o conversor de harmônicos a 8 kHz. . . . .	90
7.2	Análise do THD da corrente da rede das Configurações MMCY4B e Convencional com o conversor de harmônicos a 10 kHz. . . . .	92
7.3	Análise do THD da corrente da rede das Configurações MMCY4B e Convencional com o conversor de harmônicos a 5 kHz. . . . .	93
7.4	Análise do THD da corrente da rede versus a variação de $\mu_x$ e $\mu_{xrrj}$ . . . . .	98
I.1	Representação fasorial para especificação da tensão do barramento capacitivo. . . . .	106
II.1	Modelo no domínio de Laplace de um conversor fonte de tensão . . . . .	108

II.2	Diagrama de bode da função de transferência de malha fechada contendo um controlador PI modificado. . . . .	109
II.3	Diagrama de bode da função de transferência de malha fechada contendo os controladores em paralelo. . . . .	110
II.4	Modelo no domínio de Laplace de um conversor fonte de tensão com a inclusão do capacitor do barramento CC. . . . .	111
II.5	Modelo no domínio de Laplace de um conversor fonte de com ênfase no controle do barramento CC. . . . .	111
II.6	Modelo no domínio de Laplace de um conversor fonte de com ênfase no controle do barramento CC - Controlador IP. . . . .	113
II.7	Bancada experimental onde foram retirados os resultados da Configuração MMC2B. . . . .	114
II.8	Bancada experimental onde foram retirados os resultados das Configurações 3HB1T e 3HB1T4W. . . . .	115
III.1	Diagrama fasorial que correlaciona a corrente da carga e a corrente oriunda das perdas do conversor. . . . .	117
III.2	Reta de níveis por fase para o caso $v_{ct} = v_{ch}$ com os seus respectivos efeitos sobre a carga ou descarga do capacitor: (topo) quando os barramentos CC dos conversores monofásicos estão acima da referência; (abaixo) quando os barramentos CC dos conversores monofásicos estão abaixo da referência. . .	118
III.3	Reta de níveis por fase para o caso $v_{ct} = 2v_{ch}$ com os seus respectivos efeitos sobre a carga ou descarga do capacitor: (topo) quando os barramentos CC dos conversores monofásicos estão acima da referência; (abaixo) quando os barramentos CC dos conversores monofásicos estão abaixo da referência. . .	119
III.4	Reta de níveis por fase para o caso $v_{ct} = 3v_{ch}$ com os seus respectivos efeitos sobre a carga ou descarga do capacitor: (topo) quando os barramentos CC dos conversores monofásicos estão acima da referência; (abaixo) quando os barramentos CC dos conversores monofásicos estão abaixo da referência. . .	120
A.1	Resposta em frequência do filtro passa-baixas (FPB) implementado nesta Tese.	130
A.2	Resposta em frequência do filtro passa alta (FPA) implementado nesta Tese.	130

# Lista de Símbolos

$\omega_e$	–	Frequência Angular da Rede Elétrica
$k_a$	–	Ganho integral do controlador PI modificado.
$k_b$	–	Ganho proporcional do controlador PI modificado.
$k_c$	–	Grau de liberdade de ganho do controlador PI modificado.
$q_{t1}, q_{t2}, q_{t3}$	–	Variáveis binárias indicativas dos estados de chaveamento para conversor a três fios (chaves superiores).
$\bar{q}_{t1}, \bar{q}_{t2}, \bar{q}_{t3}$	–	Variáveis binárias indicativa de estado de chaveamento para conversor a três fios (chaves inferiores).
$v_{g1}^*, v_{g2}^*, v_{g3}^*$	–	Tensões de referência para as fases de um conversor (considerando a diferença de potencial entre o neutro da rede e o ponto central de um conversor).
$i_{g1}, i_{g2}, i_{g3}$	–	Corrente da rede das fases 1, e 2 3.
$e_{g1}, e_{g2}, e_{g3}$	–	Tensões da rede das fases 1, e 2 3.
$z_f$	–	Impedância do filtro ativo convencional a três e a quatro fios.
$i_{l1}, i_{l2}, i_{l3}$	–	Correntes na carga trifásica para as fases 1, 2 e 3.
$r_f$	–	Resistência interna da indutância de filtro conectada na saída de um conversor convencional.
$l_f$	–	Indutância nominal conectada na saída do conversor do filtro.
$L_r$	–	Grupo de indutâncias conectadas na saída do FAP de reativos.

$L_h$	– Grupo de indutâncias conectadas na saída do FAP de harmônicos.
$v_{0,g}$	– Diferença de potencial entre o ponto médio do barramento de um conversor trifásico e o neutro da rede.
$v_{t10_t}, v_{t20_t}, v_{t30_t}$	– Tensões de pólo de um conversor trifásico convencional.
$i_{go}$	– Corrente do neutro no lado da rede.
$i_{fo}$	– Corrente do quarto braço de um conversor trifásico a quatro fios.
$i_{io}$	– Corrente do neutro no lado da carga.
$i_{f1}, i_{f2}, i_{f3}$	– Correntes de saída de um filtro ativo convencional ou de um filtro ativo em cascata, das fases 1, 2 e 3.
$v_x^*$	– Variável auxiliar para uma das tensões de referência de polo do conversor trifásico convencional.
$\mu$	– Fator de distribuição de roda livre.
$S_{inc}$	– Bloco de sincronismo para controladores de corrente, utiliza a frequência angular da rede obtida via PLL.
$I_g^*$	– Amplitude da corrente ativa de referência da rede trifásica.
$v_{10_r}, v_{20_r}, v_{30_r}$	– Tensão de polo do conversor de reativos.
$v_{a1_h}, v_{a2_h}, v_{a3_h}, v_{b1_h}, v_{b2_h}, v_{b3_h}$	– Tensões de polo das pontes H que trabalham como conversor de harmônicos.
$i_{fr1}, i_{fr2}, i_{fr3}$	– Correntes de saída do conversor de reativos.
$i_{fh1}, i_{fh2}, i_{fh3}$	– Correntes de saída do conversor de harmônicos.
$z_r$	– Impedância de filtro do conversor de reativos.
$z_h$	– Impedância de filtro do conversor de harmônicos.
$v_{g0_r}$	– Diferença de potencial entre o neutro da rede e o ponto central do barramento do conversor de reativos.
$v_{g0_h}$	– Diferença de potencial entre o neutro da rede e o ponto central do barramento do conversor de harmônicos.

---

$\theta$	–	Ângulo de fase obtido da rede trifásica via PLL.
$I_{ra}^*$	–	Amplitude da corrente ativa de referência para manutenção do nível de tensão no barramento de um conversor de reativos.
$I_{ha}^*$	–	Amplitude da corrente ativa de referência para manutenção do nível de tensão no barramento de um conversor de harmônicos.
$v_{cr}$	–	Tensão no barramento de um conversor de reativos.
$v_{ch}$	–	Tensão no barramento de um conversor de harmônicos.
$v_{ch1}, v_{ch2}, v_{ch3}$	–	Tensão nos barramentos dos conversores em ponte H.

# Glossário

CC	–	<i>Corrente Contínua</i>
CA	–	<i>Corrente Alternada</i>
PWM	–	<i>Modulação por largura de pulso (pulse width modulation)</i>
DSP	–	<i>Processador digital de sinais (Digital Signal Processor)</i>
CB-PWM	–	<i>Modulação por largura de pulso baseada em portadora (Carrier Based PWM)</i>
SV-PWM	–	<i>Modulação por largura de pulso vetorial (Space-Vector PWM)</i>
MMC2B	–	<i>Topologia de filtro ativo modular com dois barramentos</i>
MMCY4B	–	<i>Topologia de filtro ativo modular com o conversor de reativos composto por três pontes H ligadas em Y e um conversor trifásico convencional</i>
3HB1T	–	<i>Topologia de filtro ativo de potência paralelo em cascata híbrido composto de três pontes H e um conversor trifásico convencional, sistema a três fios</i>
3HB1T4L	–	<i>Topologia de filtro ativo de potência paralelo em cascata híbrido composto de três pontes H e um conversor trifásico convencional, sistema a quatro fios</i>
PLL	–	<i>Phase Locked Loop</i>
FAP	–	<i>Filtro Ativo de Potência</i>
PI	–	<i>Controlador Proporcional mais Integral</i>
PAC	–	<i>Ponto de Acoplamento Comum</i>
HV-IGBT	–	<i>High Voltage Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
LS-PWM	–	<i>Level-Shifted PWM</i>
FPA	–	<i>Filtro Passa Alta</i>

- FPB – *Filtro Passa Baixas*
- PIM – *Controlador Proporcional Integral Modificado*
- THD – *Distorção Harmônica - (Total Harmonic Distortion)*
- $THD_i$  – *Distorção Harmônica da Corrente - (Current Total Harmonic Distortion)*
- $THD_v$  – *Distorção Harmônica da Tensão - (Voltage Total Harmonic Distortion)*
- WTHD – *Distorção Harmônica Ponderada - (Weight Total Harmonic Distortion)*
- $WTHD_i$  – *Distorção Harmônica Ponderada da Corrente - (Current Weight Total Harmonic Distortion)*
- $WTHD_v$  – *Distorção Harmônica Ponderada da Tensão - (Voltage Weight Total Harmonic Distortion)*

# 1

## Considerações iniciais

A presença de harmônicos em tensões e correntes aumenta as perdas em linhas de transmissão e diminui o fator de potência no PAC (Ponto de Acoplamento Comum) (Moran et al., 1995b). Para diminuir os problemas relacionados com os harmônicos, impõem-se normas (IEEE, 2014), (Halpin, 2005) mais severas para as cargas conectadas à rede. Estas normas limitam a amplitude das componentes harmônicas de corrente (Kanjiya et al., 2014) e o limite máximo de distorção harmônica total para energia distribuída pelas concessionárias. Aqui no Brasil no módulo 8 do PRODIST (ANEEL, 2011) são estabelecidos os níveis máximos de distorção harmônica total para os diversos valores nominais de tensão em um sistema de distribuição, por exemplo, em um sistema de distribuição com tensão nominal entre 1 kV e 13,8 kV, o nível aceito de distorção harmônica total de tensão é de 8 % (para maiores detalhes, consultar anexo B). Além disto, no Brasil, é normatizado o fator de potência proveniente de cargas reativas que, segundo a resolução normativa n° 414 (ANEEL, 2012), estabelece um fator de potência mínimo de 0,92, indutivo ou capacitivo, para unidades consumidoras conectadas em níveis de tensão inferiores a 230 kV.

Filtros passivos têm sido tradicionalmente usados para reduzir os harmônicos gerados por cargas não lineares e para correção do fator de potência (Akagi, 2005). No entanto a compensação dos filtros passivos influencia a impedância equivalente do sistema de potência, podendo gerar ressonância paralela ou série com a rede elétrica, além de ser uma solução que apresenta desvantagens do ponto de vista de peso e eficiência.

Outra solução empregada, é a utilização de filtros ativos de potência, ou até mesmo filtros híbridos, que associam topologias de filtro passivo com topologias de filtros ativos, e desta forma, se beneficia das características positivas dessas duas categorias de filtros.

Dentre os filtros ativos de potência, observa-se que os artigos existentes na literatura técnica possibilitam a proposição de configurações para compensação de harmônicos de corrente na carga, redução das distorções na tensão nas fontes de tensão e correção do fator de potência. Em geral, os filtros ativos paralelos ou série, podem compensar mais de um índice de qualidade de energia e até permutar os seus papéis. Quando se associa os dois na forma de filtro universal, pode-se corrigir tanto energia reativa e harmônicos de corrente na carga, quanto distorções na tensão da fonte. Existe uma outra possibilidade de compensação dos filtros ativos em paralelo (não sendo, evidentemente, uma compensação natural), quando os harmônicos de tensão são o foco do problema na qualidade de energia elétrica, o filtro ativo paralelo pode, ainda, compensar harmônicos na fonte de tensão quando esta fonte possui impedância interna grande, característica esta que foi mostrada em (Matias, 2012).

Atualmente os sistemas de média e alta potência demandam conversores capazes de operar satisfatoriamente nos limites de tensão e de corrente do sistema. São aplicações variando desde acionamentos estáticos a sistemas alternativos (fontes alternativas) de geração conectados ou não à rede elétrica (Wen e Smedley, 2008). Nestes últimos, a fonte de energia primária dos conversores pode ser baterias, painéis solares, células a combustível, etc. A carga pode ser desde um motor até a conexão com a rede elétrica (Dijkhuizen, 2012).

Apesar de existir uma demanda de mercado, os interruptores disponíveis não suportam as exigências de tensão e de corrente adequadas para aplicações de média ou alta potência. Para se ter uma ideia, atualmente existem módulos HV-IGBT (*High voltage insulated gate bipolar transistor*) que possibilitam o uso de conversores em aplicações com níveis de potência superiores a 1 MVA. No entanto, a frequência de comutação desses dispositivos é limitada a 6 kHz (Júnior, 2005), (Lu et al., 2014), (Gultekin e Ermis, 2013). Dispositivos como o HV-IGBT possibilitam o projeto de inversores de alto desempenho para aplicações industriais de média tensão e alta potência. Contudo, o custo destas topologias ainda é elevado em decorrência do preço de fabricação e do número reduzido de empresas que detêm a sua tecnologia de fabricação (Infineon, Alstom, ABB, Robicon, Toshiba). Para tentar resolver este problema, os pesquisadores têm empreendido esforços na concepção ou melhoramento

de estruturas de conversores que trabalhem com as chaves disponíveis no mercado e que consigam operar com os níveis adequados de tensão e de corrente na média e/ou alta tensão. Neste cenário, os *conversores multiníveis* vem ganhando cada vez mais espaço (Lai e Peng, 1996).

Além dos aspectos associados aos conversores multiníveis, outra solução com a mesma finalidade é a associação em paralelo de diversos módulos de conversores. Com essas associações é possível atender a uma alta demanda de corrente e ainda dividir a potência processada por cada conversor (Chiang e Chang, 1999a).

A preocupação com a qualidade da energia elétrica alcançou patamares de potência mais elevados (Hamad et al., 2012) por causa de aplicações na transmissão e distribuição de energia, tais como a rede inteligente (*Smart Grid*) que possibilita a integração da geração de energia elétrica com matriz renovável (turbinas eólicas e geração fotovoltaica) e da possibilidade dos transformadores tradicionais serem substituídos pelos chamados transformadores a estado sólido (Mirzaee et al., 2014), com isto, é necessário a intensificação dos esforços no desenvolvimento de soluções, ou no melhoramento de soluções já existentes, que permitam mitigar ou eliminar as consequências negativas provenientes da presença de harmônicos e de reativos nos sistemas elétricos de potência. Os filtros ativos de potência têm por finalidade resolver a problemática da qualidade da energia elétrica e será o objeto de pesquisa desta tese.

## 1.1 Revisão bibliográfica

Foi realizada uma pesquisa bibliográfica para verificar o estado da arte no que se diz respeito aos métodos de controle, topologias, estratégias de modulação dos conversores utilizados como filtros ativos de potência.

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

### 1.1.1 Filtros ativos em paralelo para monofásicos/trifásicos a três e quatro 4 fios

A escolha do tipo de filtro paralelo que se deseja depende fundamentalmente do tipo de distúrbio proveniente da carga. A seguir será apresentada uma revisão do estado da arte enfocando os principais sistemas de aplicação dos filtros ativos em paralelo.

#### Filtros ativos em sistemas monofásicos

O filtro ativo de potência em paralelo monofásico elimina harmônicos de corrente oriundos de cargas monofásicas, como observado na Fig. 1.1. Um dos modos de operação de um filtro ativo paralelo pode incluir a compensação de reativos demandados pela carga. Na literatura atual, são encontrados trabalhos em duas frentes de estudo: redução do número de chaves e o aperfeiçoamento das técnicas de controle. Como neste trabalho serão abordadas estratégias de controle, a seguir, serão descritos sucintamente os trabalhos para o filtro ativo de potência paralelo monofásico com este enfoque.

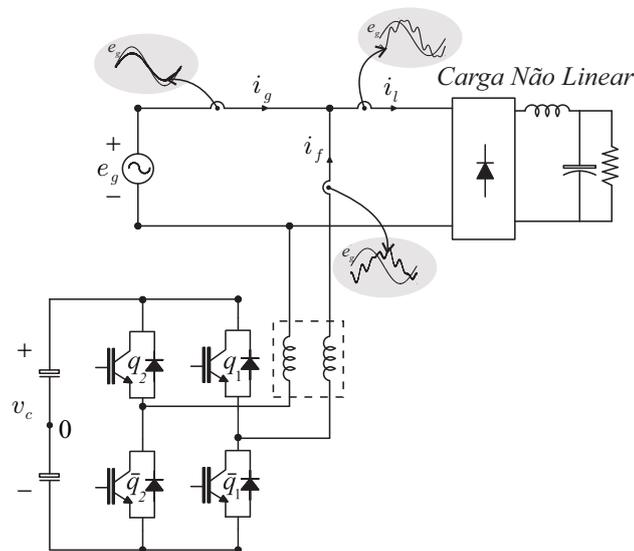


Figura 1.1: Configuração típica de um filtro ativo paralelo para cargas monofásicas.

No trabalho (Matas et al., 2008) é feita a aplicação da linearização do controle de malha fechada. A linearização é no próprio modelo do filtro. A partir daí, o esquema de controle linear é proposto e a principal vantagem, face aos demais, é a sua robustez à variação de parâmetros, bem como a sua simplicidade de implementação, além de poder utilizar DSPs de baixo custo.

Em (Komurcugil e Kukrer, 2005) é apresentado um novo esquema de controle do filtro utilizando a teoria de estabilidade de Lyapunov. A vantagem apresentada no trabalho é que tanto o controle de corrente, quanto o do barramento CC, exibem uma rápida resposta dinâmica à variações de carga.

Uma outra estratégia de controle proposta em (Cirrincione et al., 2009) é baseada na filtragem adaptativa neural. A filtragem adaptativa é quem fornece a corrente de referência para o filtro ativo. A técnica apresenta como principais vantagens a baixa complexidade de implementação e de esforço computacional, sob qualquer variação da frequência da rede, pois o filtro neural automaticamente ajusta os seus coeficientes no caso de ocorrerem tais mudanças.

O trabalho apresentado em (Barros e Perez, 2003) mostra também um método adaptativo, porém baseado no filtro de Kalman, para a obtenção da corrente de compensação do filtro ativo. A principal finalidade deste trabalho é incrementar o desempenho dinâmico do filtro, além de compensar os erros de fase nas referências de corrente devido à amostragem dos sinais medidos.

Já em (Hasim e Saidon, 2006) um conversor *boost* atua como filtro ativo monofásico. A vantagem deste trabalho é a utilização de uma única chave de potência para a eliminação de harmônicos o que, conseqüentemente, pode minimizar os custos e as perdas. A desvantagem é a redução de confiabilidade do sistema no caso da ocorrência de falhas.

Em (Hamzah et al., 2008) a lógica fuzzy é utilizada no controle do barramento CC do filtro monofásico constituído por um conversor em meia ponte, cuja vantagem está no aumento da resposta dinâmica do sistema quando comparado à solução convencional de controle, a qual utiliza controladores do tipo PI. Os autores demonstram que não há redução do desempenho do filtro para a compensação de harmônicos e correção do fator de potência. Uma outra vantagem é a possibilidade de estender o esquema aos conversores multiníveis modulares.

### **Filtros ativos em sistemas a três fios ou quatro fios**

A depender do tipo de sistema que o conversor deverá operar, o mesmo pode ser de dois tipos: a três ou quatro fios. Sistemas a três fios são utilizados em instalações elétricas

com cargas equilibradas ou desequilibradas sem acesso ao neutro. Conversores a quatro fios são predominantemente utilizados em instalações elétricas desbalanceadas e com acesso ao neutro. Uma forma simplificada de visualizar um sistema contendo um filtro ativo trifásico a 3 fios é mostrada na Fig. 1.2. Para sistemas elétricos desbalanceados e com acesso ao neutro

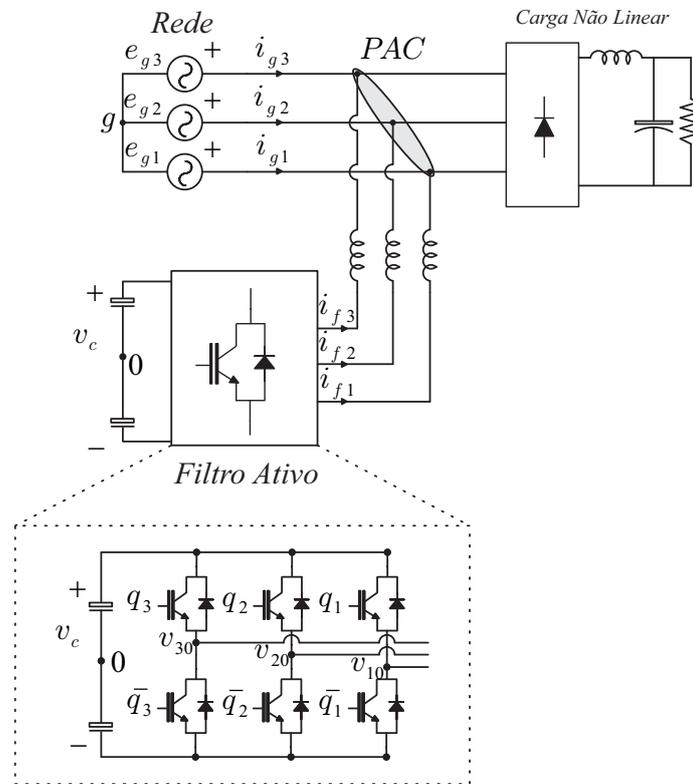


Figura 1.2: Sistema elétrico trifásico simplificado quanto ao conversor e a carga contendo um filtro ativo paralelo.

existem dois esquemas de conversores a 4 fios que operam como filtro ativo. O primeiro deles liga o neutro da carga ao ponto central do barramento enquanto que no segundo um quarto braço é adicionado ao conversor e conectado ao quarto fio do sistema, tal como mostrado nas Figs. 1.3(a) e 1.3(b), respectivamente.

Estruturas como a da Fig. 1.3(a) apresentam desbalanceamentos no barramento CC do conversor, aumento das perdas e, como consequência, diminuição da vida útil dos capacitores que constituem o barramento CC. Estruturas a quatro fios como a apresentada na Fig. 1.3(b) tem o demérito do aumento dos interruptores, em contrapartida a confiabilidade geral do sistema aumenta diante de uma falha, pois o conversor pode ser reconfigurado para operar a três fios evitando uma parada geral do sistema (Ribeiro et al., 2002).

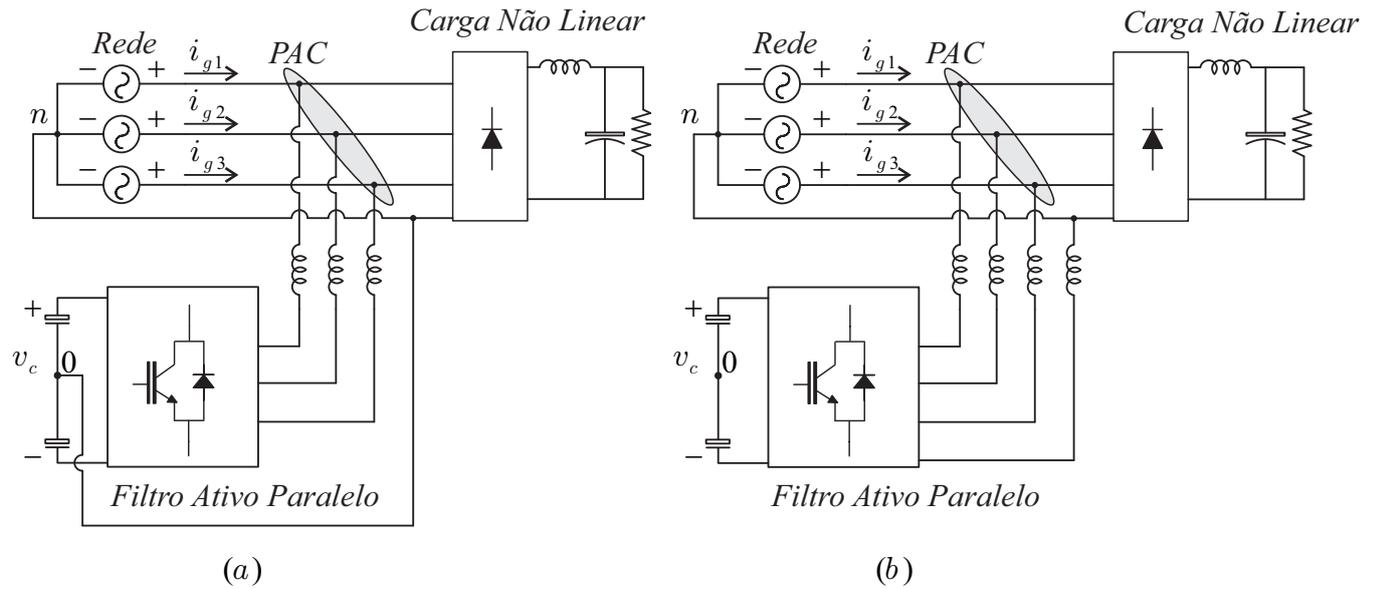


Figura 1.3: Sistema elétrico trifásico a 4 fios simplificado quanto ao conversor e a carga contendo filtro ativo paralelo a quatro fios: (a) Filtro a 4 fios com conexão do ponto central do conversor ao neutro do sistema (b) Filtro a 4 fios com quatro braços no conversor.

### 1.1.2 Estratégias de controle

De uma forma geral, existem dois objetivos principais de controle em um filtro ativo de potência do tipo paralelo: a) Regulação da tensão do barramento capacitivo e b) regulação da corrente do filtro, tendo como referência a corrente distorcida da rede.

#### Identificação da componente fundamental e dos harmônicos de corrente para seu controle

Um dos blocos fundamentais de uma estratégia de controle para filtros ativos em paralelo é a detecção das componentes harmônicas e dos reativos, bem como o controle da corrente (Dey et al., 2013), (Fathi et al., 2006). As técnicas de extração utilizadas podem ser divididas em quatro metodologias, a saber:

- 1) Técnica utilizando o algoritmo  $I\cos\phi$ : consiste em detectar a componente ativa fundamental da corrente da carga para ser a referência de corrente da rede. A corrente do filtro ativo é, então, a diferença entre a corrente da carga e a componente fundamental ativa detectada (Scherer et al., 2010);
- 2) Técnica utilizando o algoritmo da *detecção adaptativa*: Nesta técnica a corrente da

carga pode ser expressa como a soma das componentes real, reativa e harmônica. O método extrai as componentes real e reativa. A última parcela sendo, então, devido às componentes harmônicas (Bhattacharya e Chakraborty, 2011).

- 3) Técnica utilizando a referência d-q orientada segundo o vetor da tensão da rede: Esta metodologia consiste na transformada dq síncrona orientada segundo o ângulo do vetor tensão da rede. Para isso, é necessário o uso de PLLs. A parcela ativa fundamental é uma constante no eixo  $d$ , enquanto que a parcela reativa fundamental é uma constante no eixo  $q$ . As componentes CA tanto no eixo  $d$  quanto no eixo  $q$  são devidas às harmônicas de corrente (Da Silva et al., 2010).
- 4) Técnica utilizando a teoria da potência instantânea  $p-q$ : Esta técnica utiliza uma transformação  $\alpha\beta$  para obter as potências instantâneas  $p$  (correspondente à potência ativa) e  $q$  (correspondente à potência reativa). As componentes instantâneas  $p-q$  devem ser filtradas para que seja possível implementação desta estratégia. Se o filtro ativo for projetado para compensar somente harmônicos, as componentes CA de  $p$  e  $q$  são extraídas e posteriormente compensadas pelo conversor. Caso o filtro seja projetado para compensar reativos e harmônicos uma parte da parcela  $q$  deve ser utilizada junto com a parcela alternada de  $p$  para gerar as referências. Este procedimento de extrair somente uma parte das componentes CA da potência  $q$  é devido aos custos, uma vez que uma compensação total do fator de potência teria um impacto direto nos custos das chaves do filtro ativo (Monteiro et al., 2009).

### Controle da tensão do barramento CC

O controle da tensão no barramento CC deve ser um pouco mais lento que o controle de corrente e feito na malha externa do controle geral do filtro. Isso quer dizer que o desempenho do controle do barramento pode influenciar diretamente no controle da corrente. Na literatura técnica são encontradas referências que descrevem o controle utilizando a forma clássica ou a robusta (Azevedo et al., 2011), quanto controle adaptativo (Choi et al., 2013). Independentemente da forma, todos os controles devem extrair e direcionar uma parte da componente ativa da corrente da rede de forma tal a suprir as perdas do conversor que fazem com que ocorra o descarregamento do barramento.

### 1.1.3 Filtros ativos multimodulares

Os filtros multimodulares são compostos de dois ou mais conversores conectados no PAC. Eles podem dividir a potência de compensação de forma equilibrada ou não. Os conversores multimodulares podem ser divididos em dois tipos: conversores multimodulares com barramentos distintos e conversores multimodulares com um único barramento.

Em (Akagi et al., 1986) é proposta uma estrutura que utiliza um esquema de conexão multimodular tal como exposto na Fig. 1.4(c), a qual utiliza quatro conversores compartilhando um barramento CC e que são ligados à rede por meio de transformadores conectados em delta. O controle de corrente e carregamento do capacitor tem por base a teoria da potência instantânea pq. Para isolar os conversores da alta tensão são utilizados transformadores galvânicos, o que exibe uma desvantagem da estrutura face ao peso e volume. Ademais, o controle das chaves dos conversores é feito por histerese o que não garante uma frequência fixa de chaveamento.

No trabalho de (Asiminoaei et al., 2008) dois conversores trifásicos no esquema de conexão da Fig. 1.4(d) compensam harmônicos de corrente. Cada conversor processa metade da corrente total de compensação. É apresentada a técnica denominada de *interleaved*, que consiste em defasar as portadoras triangulares em 180 graus de um conversor em relação ao outro. Isso permite diminuir de forma significativa o *ripple* de corrente de cada conversor, como consequência direta, as indutâncias de filtro podem ser de um menor valor (com a redução de aproximadamente 70%). Isso implica na redução de peso e volume do sistema. A corrente de circulação que aparece no conversor não é controlada diretamente, mas limitada a valores aceitáveis (próximo a 0,2 p.u) por meio dos indutores acoplados.

No trabalho de (Moran et al., 1995b), o qual utiliza um esquema multimodular semelhante ao mostrado na Fig. 1.4(a), um conceito interessante aparece neste tipo de esquema que é a possibilidade dos filtros ativos trabalharem com frequências diferentes. O conversor mais próximo à carga compensa a potência reativa demandada por ela e opera com uma frequência menor, enquanto que o conversor mais próximo à rede compensa os harmônicos e eventuais componentes de potência reativa que o conversor com menor frequência de trabalho não pode gerar. A geração das larguras de pulso é feita utilizando uma técnica de PWM vetorial, o controle de corrente tem como base a teoria da potência instantânea pq.

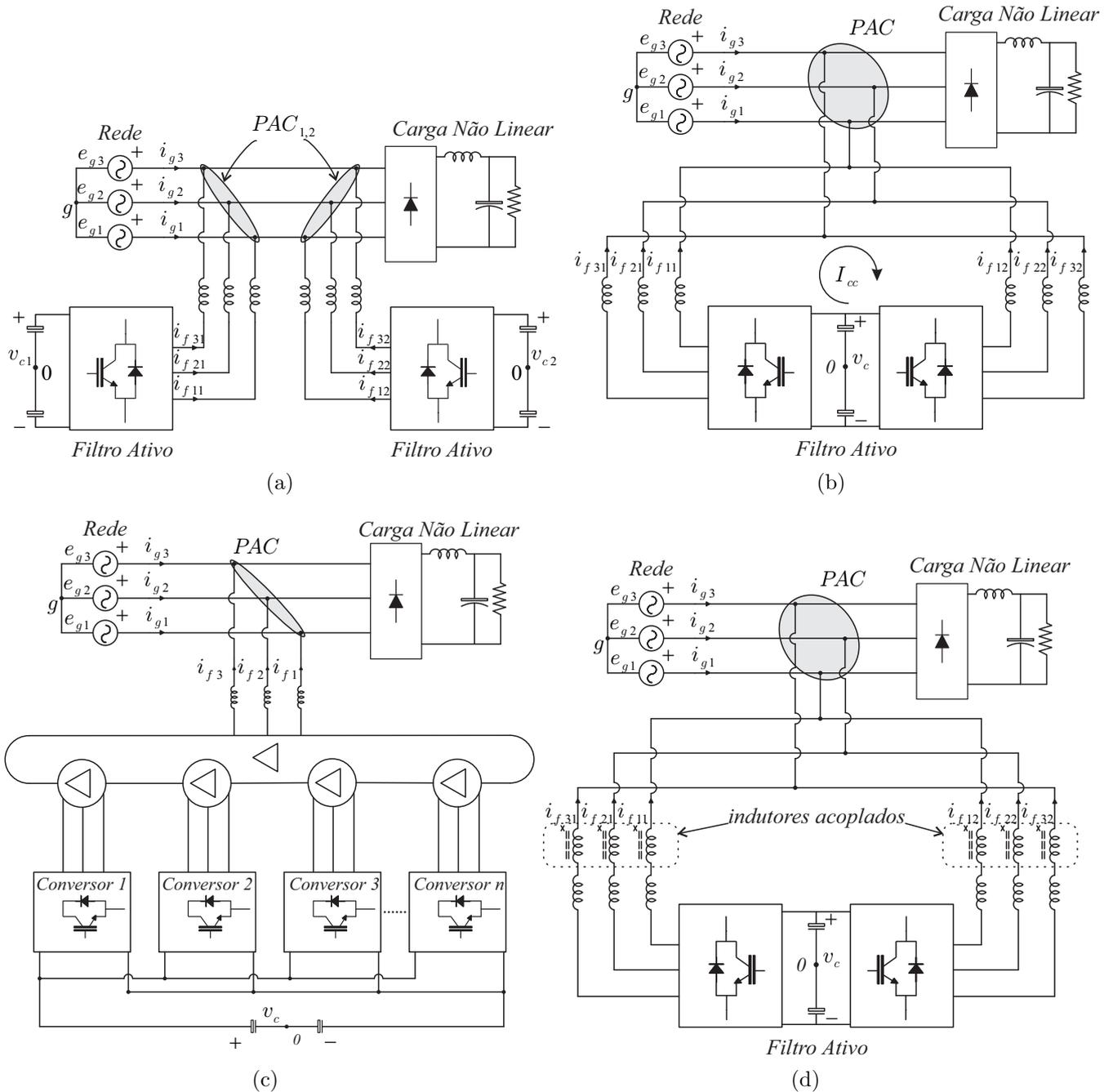


Figura 1.4: Conversores multimodulares (a) conversores com barramentos distintos (b) conversores compartilhando um barramento CC sem o uso de transformadores, detalhe para a corrente de circulação  $I_{cc}$ , (c) conversores compartilhando um barramento CC com o uso de transformadores, (d) conversores compartilhando um barramento CC com o uso de indutores acoplados

A principal desvantagem da estrutura é que o conversor mais próximo à carga compensa a potência reativa total demandada bem como algumas componentes harmônicas, isso pode elevar as perdas do sistema e encarecer o conversor.

Mais um trabalho com uma configuração semelhante a mostrada na Fig. 1.4(a), (Asiminoaei et al., 2007) implementa uma metodologia de controle com os dois filtros trabalhando com a mesma frequência, possibilitando, portanto, o uso da técnica *interleaving*. Um dos filtros compensa harmônicos de ordem menor enquanto que o outro os harmônicos de ordem maior. O controle de corrente utiliza a referência  $d-q$  orientada segundo o ângulo da tensão da rede, permitindo desenvolver controladores que funcionam mais seletivamente para compensar determinadas componentes harmônicas de corrente. Como consequência a corrente da rede apresenta uma THD de menos de 2%. A solução é direcionada a aplicações em média potência.

### 1.1.4 Filtros ativos multiníveis

Os conversores multiníveis podem ser dos tipos: neutro grampeado (Lai e Peng, 1996), (Peng et al., 2010), capacitor flutuante, cascata (Wen e Smedley, 2008) e híbridos (Rech e Pinheiro, 2007). Para proporcionar uma visão ampla do que será discutido a seguir, na Fig. 1.5 são mostradas as configurações por fase das topologias multiníveis. Uma abordagem mais elaborada foge ao escopo desta tese e pode ser vista em (dos Santos Junior e da Silva, 2013).

Existem quatro blocos básicos construtivos (blocos  $a$ ,  $b$ ,  $c$  e  $d$ ), as interconexões desses blocos formam cada um dos braços dos conversores multiníveis (NPC - *Neutral Point Clamped*, CF - *Capacitor Flutuante* e CAS - *Cascata*). Por exemplo, a conexão dos blocos  $a$ ,  $b$  e  $c$  forma um braço do conversor NPC. A conexão de três desses braços forma um conversor trifásico (a representação trifásica é representada na Fig. 1.5 por 1, 2 e 3 - as fases do circuito - veja, por exemplo, os braços do conversor). Ainda existe a possibilidade de formar conversores híbridos/interconectados, aqui chamados de conversores INT1 e INT2. Um dos conversores apresentados nesta tese é o conversor INT2, formado pela conexão dos blocos que formam os conversores em cascata e o bloco básico  $c$ .

Os conversores multiníveis possibilitam tensões de saída na forma de "escada", com cada degrau de tensão correspondendo a um nível. Quanto mais níveis um conversor multinível possuir, melhor os parâmetros de desempenho da estrutura tais como  $THD_i$ ,  $THD_v$  e  $WTHD_v$ . A revisão que se segue terá como foco os conversores multiníveis em cascata, pois as contribuições deste trabalho são para este tipo de estrutura, além das vantagens de mo-

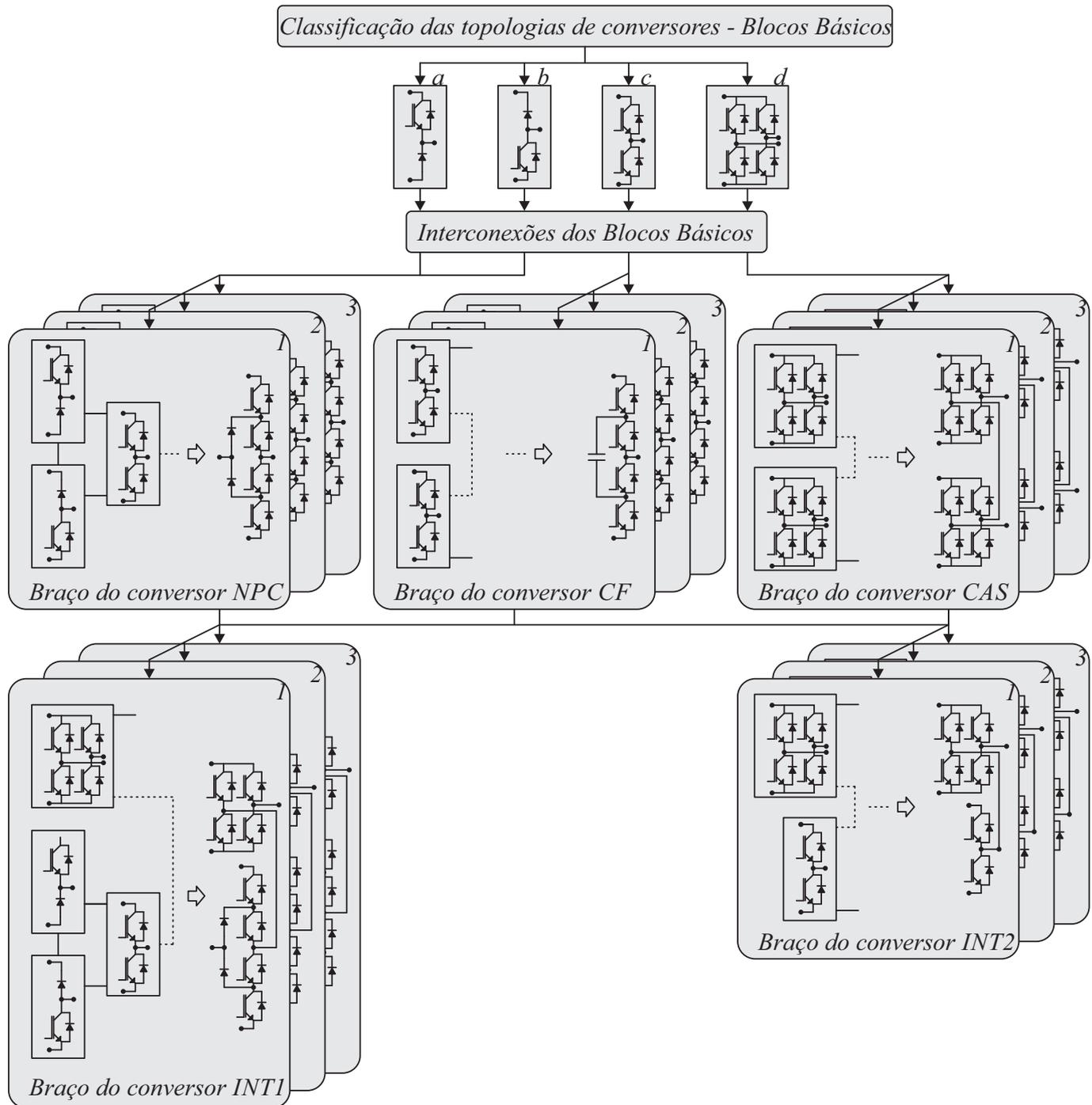


Figura 1.5: Topologias dos conversores multiníveis.

dularidade e utilização de menos componentes se comparado aos demais tipos de conversores multiníveis (Peng et al., 2010).

Os autores (Massoud et al., 2004b) utilizam um conversor de sete níveis, trabalhando como filtro ativo paralelo para explorar as vantagens dos inversores multiníveis nessa aplicação. A técnica de controle da tensão do barramento CC, a qual é utilizada principalmente

em inversores de dois níveis, é estendida para esse filtro ativo paralelo de sete níveis. O controle de corrente, do tipo preditivo, é utilizado na corrente da rede. A vantagem dessa configuração reside na possibilidade do filtro trabalhar em redes de média tensão. Seguindo a mesma metodologia, (Liqiao et al., 2004), propôs um conversor multinível com cinco níveis como filtro ativo paralelo. O conversor é composto de duas pontes H em série por fase. A contribuição do trabalho se deu, principalmente, na estratégia de controle utilizada para regular as tensões dos barramentos CC de cada ponte H de forma separada.

Dando um enfoque melhor na problemática do controle individual dos barramentos CC, (Massoud et al., 2007) implementa com duas técnicas de modulação em uma estrutura em cascata de 5 níveis. Uma dessas técnicas é implementada com portadoras triangulares deslocadas (*phase-shifted PWM*) e a outra com uma abordagem vetorial híbrida. Por ser uma implementação com abordagem vetorial, os índices de desempenho geral da estrutura foram melhorados (tais como THD de corrente, de tensão e as perdas). Por fim uma técnica de balanceamento da tensão dos capacitores dos barramentos CC dos conversores conectados em cascata foi apresentada, a qual é implementada com a medição de somente três tensões dos barramentos CC por fase para a garantia do efetivo controle das demais tensões nos barramentos CC do conversor, uma vez que as técnicas PWM utilizadas garantem um carregamento igual dos capacitores, sendo necessário controlar (e medir a tensão) de somente  $\frac{3(m-2)}{2}$  onde  $m$  corresponde ao número de níveis do converor.

Com a finalidade de aumentar o número de níveis de tensão em uma estrutura que originalmente apresenta menor número de níveis, em (Silva et al., 2005) é proposta a utilização do conceito de conversores multiníveis assimétricos para uma aplicação com filtro ativo, o qual originalmente é composto por três pontes H em série por fase. Da forma como a estrutura foi explorada com a técnica dos autores, 19 níveis na tensão foram obtidos na saída do conversor. O mérito do trabalho reside na imposição das relações dos níveis de tensão nos barramentos CC do conversor. Essa imposição é feita com controladores dedicados a cada um dos barramentos CC da estrutura. A utilização desta técnica possibilitou que um conversor que originalmente forneceria 7 níveis de tensão na saída, pudesse fornecer mais que o dobro do número de níveis de tensão na saída.

### 1.1.5 Estratégias de modulação

As principais estratégias de modulação utilizadas nos conversores explorados neste trabalho são de dois tipos: seno/triângulo (comparação com portadora triangular também conhecida como *Carrier Based PWM* ou CB-PWM) (Jacobina et al., 2001b), (Massoud et al., 2004a) e modulação Level-Shifted (ou LS-PWM) (Chavarria et al., 2013), (Tsunoda et al., 2014). Seja qual for a estratégia escolhida, alguns fatores devem ser levados em consideração tais como:

- Menor conteúdo harmônicos nas tensões e correntes de saída;
- Menor ruído acústico e interferências eletromagnéticas provocados pelo conversor no ponto do sistema onde está conectado;
- Tempo de condução e bloqueio das chaves do conversor;
- Menores perdas por condução e chaveamento;
- Quais as características de operação quando em sobremodulação.

Ao final deste trabalho será apresentada uma técnica de regulação da tensão nos barramentos CC para conversores interconectados. Esta abordagem utiliza o conceito de aplicação dos dois vetores próximos, explorado inicialmente nos sistemas monofásicos em (Leon et al., 2009) e explorada aqui utilizando a modulação LS-PWM. A diferença é que há uma expansão para os sistemas trifásicos, com vantagens tais como facilidade de implementação, baixo esforço computacional, etc.

## 1.2 Contribuições do trabalho

- Topologias de filtros multimodulares (dos Santos et al., 2010), (Maciel et al., 2010): São propostas e estudadas duas formas de filtros multimodulares, uma delas composta de conversores em ponte H conectados em Y. É mostrada uma estratégia de controle do tipo *on-off* que permite regular a tensão dos barramentos dos conversores monofásicos.
- Filtros ativos multiníveis: São estudados dois conversores multiníveis em cascata compostos de conversores monofásicos conectados a um conversor trifásico (A. M. et al.,

2013), . Uma destas topologias é nova e aplica-se a sistemas com 4 fios. Uma compreensiva análise da distribuição de potências entre as composições monofásicas e trifásicas é feita. Também é proposta uma estratégia de regulação dos barramentos CC dos conversores monofásicos que utiliza os fatores de distribuição de roda livre e modulação por portadora, PWM com abordagem escalar (onde todas as tensões de polo de referência do conversor são determinadas em função das referências dos controladores e de variáveis auxiliares).

- Estratégia de modulação multinível e regulação da tensão no barramento CC: É proposta uma abordagem utilizando a modulação LS-PWM para regular a tensão no barramento CC dos conversores monofásicos de uma das estruturas multinível (para sistemas a três fios), esta estratégia tem por mérito melhorar os níveis de tensão da saída do conversor e, em consequência, alguns indicadores de qualidade de energia dessa estrutura.

### 1.3 Organização do trabalho

Neste trabalho são estudadas 4 topologias de conversores atuando como filtros ativos e uma estratégia multinível LS-PWM aplicada em uma topologia multinível para sistemas a quatro fios. O trabalho é dividido em 8 capítulos:

Capítulo 2: Neste capítulo são apresentadas as topologias convencionais dos filtros ativos, as quais são a base para o estudo e desenvolvimento das demais topologias. A primeira é um filtro paralelo a três fios, possuindo três braços e o segundo é um filtro paralelo a quatro fios, o qual possui um quarto braço cuja finalidade é compensar o desbalanceamento do condutor do neutro da rede.

Capítulo 3: São estudadas duas topologias de filtros multimodulares, uma delas composta de dois filtros trifásicos convencionais com barramentos CC distintos trabalhando com frequências diferentes. Um dos conversores tem por finalidade compensar o reativo fundamental da carga e o outro harmônicos provenientes da carga (ou harmônicos oriundos do conversor de menor frequência). O conversor que opera na maior frequência foi substituído por pontes H conectadas em estrela com neutro isolado. Esta topologia possui 3 níveis de tensão na saída o que possibilita a melhora da compensação de harmônicos (um número

maior de níveis possibilita baixar a frequência de chaveamento do conversor de harmônicos, impactando positivamente nas perdas).

Capítulo 4: É estudado um conversor em cascata multinível composto de pontes H conectadas em série com um conversor trifásico convencional (estrutura 3HB1T). Aspectos do modelo do sistema, sua estratégia PWM escalar, seu controle, resultados de simulação e resultados experimentais são apresentados. Uma breve análise da estrutura em termos dos índices de qualidade de energia é realizada.

Capítulo 5: É apresentada e analisada uma topologia de um conversor multinível a 4 fios (3HB1T4W) derivada da topologia estudada e mostrada no capítulo anterior.

Capítulo 6: A modulação Level-Shifted PWM é aplicada ao conversor 3HB1T. O foco deste capítulo é apresentar um esquema de controle que permite regular a tensão nos barramentos CC dos conversores monofásicos para três casos distintos. Cada caso implica em diferentes números de níveis. A vantagem obtida com o esquema de controle é a possibilidade da manutenção do número de níveis em alguns casos estudados, com exceção de um caso, onde necessariamente deve haver o salto de níveis.

Capítulo 7: Este capítulo mostra a comparação das topologias estudadas com as suas convencionais equivalentes.

Capítulo 8: São apresentadas as conclusões dos objetos de estudo desta tese, bem como suas contribuições.

# 2

## Filtros ativos paralelos convencionais

Neste capítulo são analisadas as topologias de filtro ativo paralelo convencionais. Serão discutidos aspectos importantes da modelagem do conversor a três e a quatro fios. As abordagens que se seguirão servirão de base para as discussões dos capítulos posteriores e também para fins comparativos, por este motivo, optou-se por fazê-la agora como forma de introdução ao que seguirá nos próximos capítulos e evitar que o leitor se perca dentro das discussões subsequentes. As topologias convencionais tratadas nesse capítulo são mostradas nas Figs. 2.1(a) e 2.1(c).

Alguns trabalhos são encontrados na literatura envolvendo filtros ativos a três fios tais como em (Jian et al., 2008), (Liu et al., 2012) e (Liu et al., 2014). Em sistemas a quatro fios podem ser citados (Abdalla et al., 2011b), (Chen et al., 2012), (Lam et al., 2014).

Este capítulo será organizado da seguinte forma: *i*) o modelo dinâmico do sistema, *ii*) a estratégia PWM CB-PWM, *iii*) as estratégias de controle, cuja finalidade neste trabalho é garantir que a corrente da rede seja senoidal e em fase com a sua tensão.

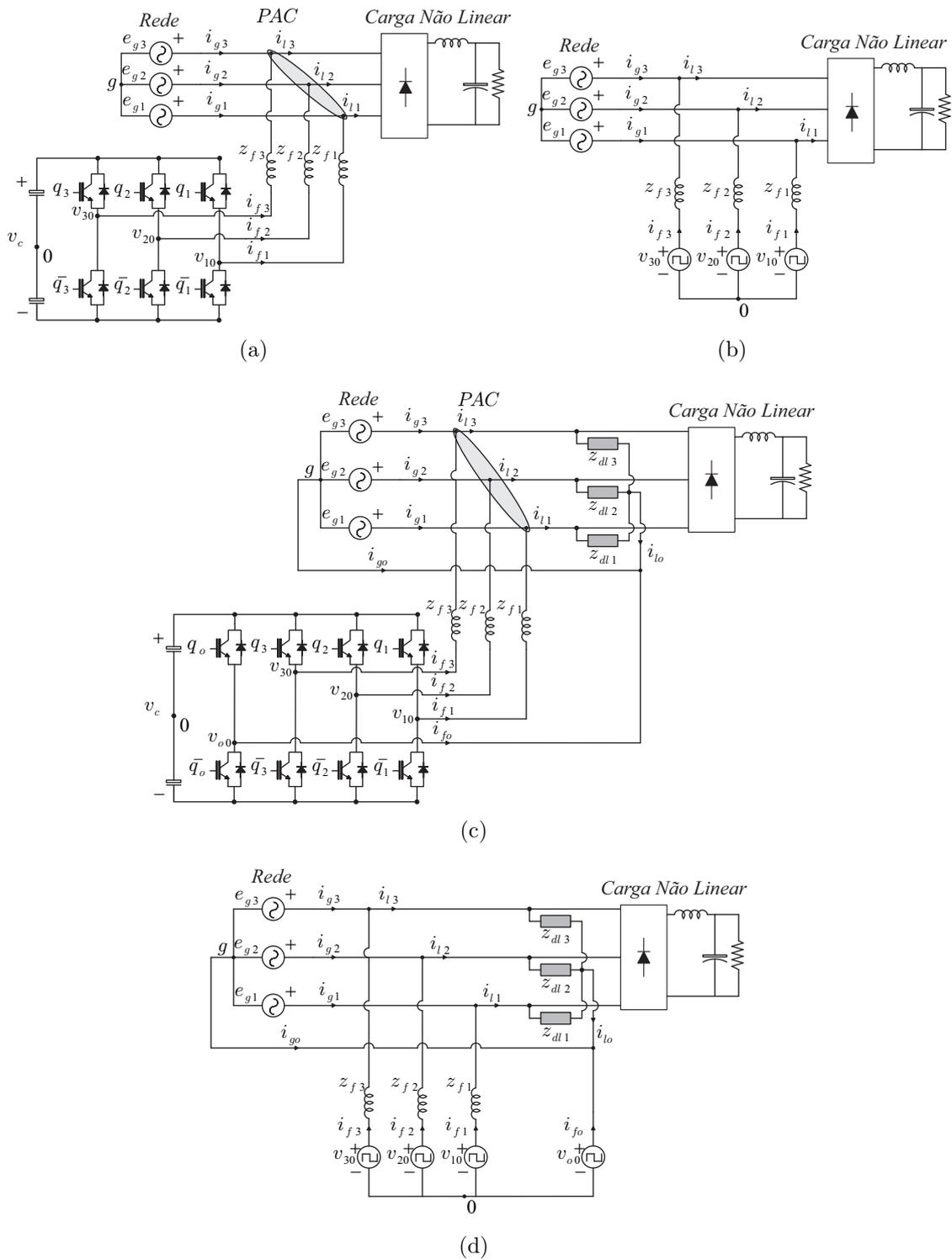


Figura 2.1: Topologias e modelos dos filtros ativos convencionais: (a) filtro ativo a três fios; (b) circuito para modelo equivalente do filtro ativo a três fios; (c) filtro ativo a quatro fios; (d) circuito para modelo equivalente do filtro ativo a quatro fios.

## 2.1 Modelo do sistema

Os modelos dos filtros a três e a quatro fios são obtidos à partir dos circuitos ideais das Figs. 2.1(b) e 2.1(d), nessas figuras  $z_{dlj}$  (com  $j = 1, 2, 3$ ) representam impedâncias desequilibradas de carga que, por esta razão, provocam o surgimento da corrente do neutro  $i_{lo}$  diferente de zero do lado da carga. Esses modelos são derivados porque cada tensão de polo dos conversores fonte de tensão pode ser considerada como sendo uma fonte de tensão independente (Wen e Smedley, 2008).

### 2.1.1 Modelo da configuração a três fios

A partir da observação do modelo da Fig. 2.1(b) e considerando que as impedâncias de filtro sejam  $z_{f1}$ ,  $z_{f2}$  e  $z_{f3}$  e ainda utilizando a lei de Kirchhoff das tensões, as seguintes equações de malha podem ser escritas:

$$e_{g1} + z_{f1}i_{f1} - v_{10} - v_{0g} = 0 \quad (2.1)$$

$$e_{g2} + z_{f2}i_{f2} - v_{20} - v_{0g} = 0 \quad (2.2)$$

$$e_{g3} + z_{f3}i_{f3} - v_{30} - v_{0g} = 0 \quad (2.3)$$

Nas equações (2.1)-(2.3)  $e_{g1}$ ,  $e_{g2}$  e  $e_{g3}$  são as tensões de alimentação da rede trifásica.  $z_{f1} = r_{f1} + pl_{f1}$ ,  $z_{f2} = r_{f2} + pl_{f2}$  e  $z_{f3} = r_{f3} + pl_{f3}$  são as impedâncias de filtro que conectam as tensões de saída do conversor ao ponto de acoplamento comum entre a rede trifásica e a carga. Nestas impedâncias  $p = \frac{d}{dt}$  (operador derivada) para caracterizar o modelo dinâmico do filtro.  $v_{10}$ ,  $v_{20}$  e  $v_{30}$  são as tensões de polo do conversor de filtro e  $v_{0g}$  é a diferença de potencial entre o ponto central da rede trifásica ( $g$ ) e o ponto central do barramento CC do conversor (0). Ainda observando a Fig. 2.1(b) e utilizando a lei de Kirchhoff das correntes as seguintes equações podem ser escritas:

$$i_{g1} = i_{l1} - i_{f1} \quad (2.4)$$

$$i_{g2} = i_{l2} - i_{f2} \quad (2.5)$$

$$i_{g3} = i_{l3} - i_{f3} \quad (2.6)$$

$$\sum_{k=1}^3 i_{gk} = \sum_{k=1}^3 i_{lk} = \sum_{k=1}^3 i_{fk} = 0 \quad (2.7)$$

Resolvendo as equações (2.4)-(2.6) para  $i_{f1}$ ,  $i_{f2}$  e  $i_{f3}$  e considerando o regime permanente (para evitar dupla notação, as variáveis não foram mudadas nesta análise), tem-se:

$$i_{f1} = \frac{v_{10} - v_{g0} - e_{g1}}{z_{f1}} \quad (2.8)$$

$$i_{f2} = \frac{v_{20} - v_{g0} - e_{g2}}{z_{f2}} \quad (2.9)$$

$$i_{f3} = \frac{v_{30} - v_{g0} - e_{g3}}{z_{f3}} \quad (2.10)$$

Substituindo as equações (2.8)-(2.10) na equação (2.7) e fazendo algumas manipulações algébricas, obtém-se:

$$v_{g0} = \frac{\frac{v_{10}}{z_{f1}} - \frac{e_{g1}}{z_{f1}} + \frac{v_{20}}{z_{f2}} - \frac{e_{g2}}{z_{f2}} + \frac{v_{30}}{z_{f3}} - \frac{e_{g3}}{z_{f3}}}{\frac{1}{z_{f1}} + \frac{1}{z_{f2}} + \frac{1}{z_{f3}}} \quad (2.11)$$

Para um sistema trifásico com mesma impedância do filtro, ou seja,  $z_{f1} = z_{f2} = z_{f3} = z$ , assim:

$$v_{g0} = \frac{v_{10} + v_{20} + v_{30}}{3} \quad (2.12)$$

Simplificando, desta forma, este modelo.

### 2.1.2 Modelo da configuração a quatro fios

Para o modelamento da estrutura a quatro fios, a Fig. 2.1(d) deve ser observada. Para este modelamento optou-se por fazê-lo de tal forma que as indutâncias de filtro sejam equilibradas. Utilizando a lei de Kirchhoff das tensões no circuito do modelo da topologia a quatro fios, é possível escrever as equações (2.13)-(2.15).

$$e_{g1} + z_{f1}i_{f1} - v_{10} + v_{o0} = 0 \quad (2.13)$$

$$e_{g2} + z_{f2}i_{f2} - v_{20} + v_{o0} = 0 \quad (2.14)$$

$$e_{g3} + z_{f3}i_{f3} - v_{30} + v_{o0} = 0 \quad (2.15)$$

Lançando mão da lei de Kirchhoff das correntes, temos as correntes em cada nó, as quais são (2.16)-(2.22).

$$i_{g1} = i_{l1} - i_{f1} \quad (2.16)$$

$$i_{g2} = i_{l2} - i_{f2} \quad (2.17)$$

$$i_{g3} = i_{l3} - i_{f3} \quad (2.18)$$

$$i_{g0} = i_{l0} + i_{fo} \quad (2.19)$$

$$i_{g1} + i_{g2} + i_{g3} = i_{go} \quad (2.20)$$

$$i_{l1} + i_{l2} + i_{l3} = i_{fo} \quad (2.21)$$

$$i_{f1} + i_{f2} + i_{f3} = -i_{fo} \quad (2.22)$$

Onde  $i_{go}$  é a corrente do neutro no lado da rede,  $i_{fo}$  é a corrente do quarto braço do conversor injetada no neutro do sistema e  $i_{lo}$  é a corrente do neutro do lado da carga.

## 2.2 Estratégia PWM

### Estratégia PWM da configuração a três fios

As tensões de polo do sistema podem ser modeladas com variáveis de estado binárias  $q_j$  que representam os estados de condução das chaves. Ou seja, as tensões de polo  $v_{10}$ ,  $v_{20}$  e  $v_{30}$  podem ser representadas da forma abaixo:

$$v_{10} = (2q_1 - 1) \frac{v_c}{2} \quad (2.23)$$

$$v_{20} = (2q_2 - 1) \frac{v_c}{2} \quad (2.24)$$

$$v_{30} = (2q_3 - 1) \frac{v_c}{2} \quad (2.25)$$

Nas equações (2.23)-(2.25) quando  $q_j = 1$  (com  $j = 1, 2, 3$ ) a chave está conduzindo e quando  $q_j = 0$  a chave está bloqueada, além disso,  $v_c$  é a tensão do barramento CC do conversor. As tensões de referência são  $v_{g1}^*$  e  $v_{g2}^*$ . Estas tensões podem ser obtidas diretamente das equações do modelo do circuito (2.13)-(2.15), podendo-se escrever estas tensões como

$$v_{g1}^* = v_{10}^* - v_{g0}^* \quad (2.26)$$

$$v_{g2}^* = v_{20}^* - v_{g0}^* \quad (2.27)$$

Os sinais de bloqueio e disparo das chaves do conversor são obtidos pela comparação das tensões de polo de referência ( $v_{10}^*$ ,  $v_{20}^*$  e  $v_{30}^*$  com um sinal da onda triangular de alta frequência, a qual é a portadora PWM (CB-PWM, *Carrier Based PWM*). Em virtude disso, as equações (2.26)-(2.27) não são suficientes para a obtenção dos sinais de disparo e bloqueio e por, este motivo, é introduzida uma variável auxiliar  $v_x^*$  a qual é definida por:

$$v_x^* = \frac{v_{v10}^* + v_{v20}^* + v_{v30}^*}{3} \quad (2.28)$$

Resolvendo o sistema matricial que pode ser obtido com as equações (2.26)-(2.28), as tensões de polo em função das variáveis de controle de referência e da variável auxiliar são:

$$v_{10}^* = v_{g1}^* + v_x^* \quad (2.29)$$

$$v_{20}^* = v_{g2}^* + v_x^* \quad (2.30)$$

$$v_{30}^* = v_{g3}^* + v_x^* \quad (2.31)$$

Com  $v_{g3}^* = -(v_{g1}^* + v_{g2}^*)$ . A variável auxiliar  $v_x^*$  pode ser escolhida de forma independente, desde que os limites das tensões de polo sejam respeitados, ou seja

$$v_{xmax}^* = \frac{v_c^*}{2} - v_{tmax}^* \quad (2.32)$$

$$v_{xmin}^* = -\frac{v_c^*}{2} - v_{tmin}^* \quad (2.33)$$

Onde  $v_c^*$  é a tensão de referência do barramento do conversor trifásico,  $v_{tmax}^* = \max|V_t^*|$  e  $v_{tmin}^* = \min|V_t^*|$  com  $V_t^* = \{v_{g1}^*, v_{g2}^*, v_{g3}^*\}$ . A variável auxiliar pode ser função do fator de distribuição de roda livre ( $\mu$ ), tal como exposto e definido em (Jacobina et al., 2001b) e (Blasko, 1997), deste modo:

$$v_x^* = \mu v_{xmax}^* + (1 - \mu)v_{xmin}^* \quad (2.34)$$

O fator de distribuição de roda livre varia entre 0 e 1. Se está nas extremidades do intervalo de variação há o grampeamento da variável  $v_x^*$  no valor mínimo e no valor máximo, respectivamente. Seja qual for o caso, um dos braços do conversor opera com frequência de chaveamento nula em alguma parte do ciclo da referência fundamental (60 Hz). Quando  $\mu = 0,5$  o valor médio do máximo e mínimo é escolhido, isso centraliza os pulsos de tensão, valor este que origina uma  $THD_i$  menor (este valor de  $\mu = 0,5$  é chamado de valor ótimo pois ele reduz ao mínimo possível a THD da corrente do conversor).

### Estratégia PWM da configuração a quatro fios

As tensões de polo do conversor a quatro fios dependem dos estados de condução das chaves, ou seja:

$$v_{10} = (2q_1 - 1)\frac{v_c}{2} \quad (2.35)$$

$$v_{20} = (2q_2 - 1)\frac{v_c}{2} \quad (2.36)$$

$$v_{30} = (2q_3 - 1)\frac{v_c}{2} \quad (2.37)$$

$$v_{o0} = (2q_o - 1)\frac{v_c}{2} \quad (2.38)$$

Como é um sistema a quatro fios desbalanceado, os controladores fornecem as tensões  $v_{g1}^*$ ,  $v_{g2}^*$  e  $v_{g3}^*$ . As quais, obtidas à partir das equações (2.13)-(2.15), são:

$$v_{g1}^* = v_{10}^* - v_{o0}^* \quad (2.39)$$

$$v_{g2}^* = v_{20}^* - v_{o0}^* \quad (2.40)$$

$$v_{g3}^* = v_{30}^* - v_{o0}^* \quad (2.41)$$

O número de variáveis fornecidas pelos controladores de corrente são insuficientes para o número de tensões de polo do conversor, deste modo, a variável auxiliar  $v_x^* = v_{o0}^*$  é introduzida. Isto posto, as tensões de polo de referência a serem comparadas com a portadora triangular de alta frequência são dadas por:

$$v_{10}^* = v_{g1}^* + v_x^* \quad (2.42)$$

$$v_{20}^* = v_{g2}^* + v_x^* \quad (2.43)$$

$$v_{30}^* = v_{g3}^* + v_x^* \quad (2.44)$$

$$v_{o0}^* = v_x^* \quad (2.45)$$

A variável auxiliar também pode ser escolhida de forma independente desde que sejam respeitados os limites máximos e mínimos das tensões de polo, tal como nas equações (2.32)-(2.33). No caso do filtro a quatro fios,  $V_t^* = \{v_{g1}^*, v_{g2}^*, v_{g3}^*, 0\}$ . A variável auxiliar  $v_x^*$  também pode ser escrita em função do fator de distribuição de roda livre tal como visto na equação (2.34).

## 2.3 Estratégia de controle

### 2.3.1 Configuração a três fios

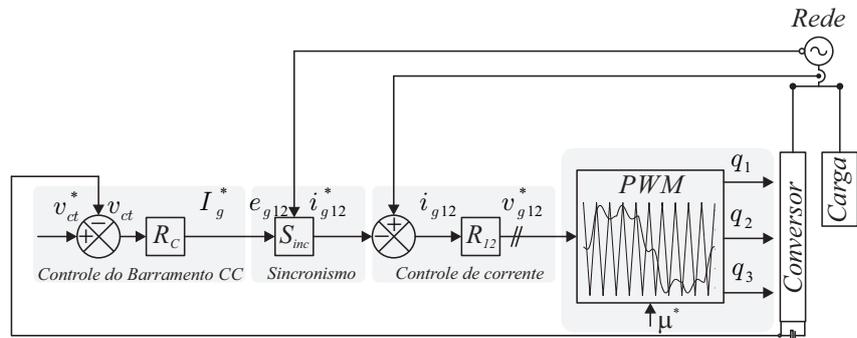


Figura 2.2: Diagrama de controle para o filtro ativo a três fios.

O diagrama de controle utilizado para o filtro ativo pode ser de dois tipos: utilizando a técnica *feedforward* ou *feedback*. Na Fig. 2.2 é mostrado o diagrama de blocos da técnica de controle conhecida como *feedback*. A tensão de referência para o barramento CC,  $v_c^*$ , é comparada com a tensão lida do barramento  $v_c$ . O erro desta comparação é a entrada de um controlador do tipo proporcional mais integral representado por  $R_C$ , este controlador fornece a amplitude da corrente  $I_g^*$  da rede trifásica. As tensões da rede  $e_{g1}$  e  $e_{g2}$  são medidas para, por meio do bloco  $S_{inc}$  (o qual possui um PLL embutido), sejam geradas as correntes de referência  $i_{g1}^*$  e  $i_{g2}^*$  em fase com as tensões da rede. As correntes de referência geradas são comparadas com as correntes sensoriadas da rede  $i_{g1}$  e  $i_{g2}$ . A comparação entre os valores de referência das correntes da rede e seus valores medidos serve de entrada para um controlador de corrente, representado pelo bloco  $R_{12}$ . O controlador de corrente tem como saída as tensões de referência  $v_{g1}^*$  e  $v_{g2}^*$ . Estas tensões de referência geradas são fornecidas ao bloco do PWM em conjunto com o fator de distribuição de roda livre  $\mu$ , para que os pulsos de disparo e bloqueio das chaves  $q_1$ ,  $q_2$  e  $q_3$  sejam gerados.

### 2.3.2 Configuração a quatro fios

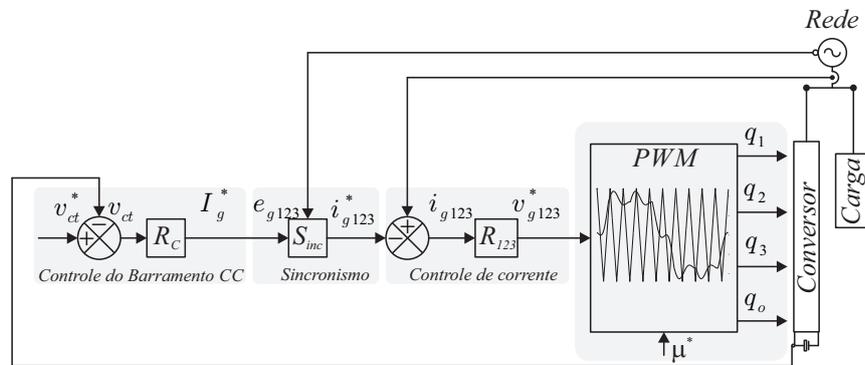


Figura 2.3: Diagrama de controle para o filtro ativo a quatro fios.

O diagrama de controle para a configuração a quatro fios é mostrado na Fig. 2.3. A diferença em relação à configuração a três fios é que existe a necessidade de controlar efetivamente as três correntes da rede  $i_{g1}$ ,  $i_{g2}$  e  $i_{g3}$ , em virtude da carga que é desequilibrada.

### 2.3.3 Controlador de corrente

O controlador de corrente para as duas topologias é do tipo proporcional integral modificado. De acordo com a teoria das componentes simétricas, em sistemas desbalanceados além

das componentes de corrente na sequência positiva existem as componentes de sequência negativa. Isto posto, é necessário o controle efetivo em ambas as sequências. Para o controle das duas sequências (positiva e negativa), dese-ve dispor de um controlador que consiga atuar em ambas (permanecendo o sistema a ser controlado no referencial estacionário) ou dispor de dois controladores para cada sequência. Conforme apresentado em (Jacobina et al., 2001a), é possível desenvolver um controlador para as duas sequências no referencial estacionário, evitando a transformação de coordenadas. Tal controlador é denominado controlador proporcional mais integral modificado (CPIM). Utilizando este tipo de controlador não é necessário realizar a transformação do referencial estacionário para o dq síncrono (orientado segundo o vetor das tensões da rede), simplificando a lei de controle. As equações dinâmicas do controlador são dadas por:

$$G_{R12} = \frac{k_a s^2 + k_b s + k_c}{s^2 + \omega_e^2} \quad (2.46)$$

Na equação (2.46),  $k_a$ ,  $k_b$  e  $k_c$  são os ganhos do controlador e  $\omega_e$  é a frequência de compensação no qual o controlador está sintonizado. Este controlador fornece ganho infinito na frequência  $\omega_e$ . Como os sistemas de compensação em filtros ativos lidam com diversas componentes harmônicas de corrente, cada uma destas componentes deve ter um controlador próprio sintonizado na frequência  $k\omega_e$ , onde  $k = 3, 5, 7, 9, \dots$ . Os diversos controladores em paralelo  $R_{12}$  trabalham com o mesmo erro, de forma independente, mas tendo as suas respostas de saídas somadas para a obtenção das referências de tensão  $v_{g1}^*$  ou  $v_{g2}^*$  (no caso de sistemas equilibrados Fig. 2.4(a)) ou ainda a referência  $v_{g3}^*$  para o caso de sistemas desequilibrados Fig. 2.4(b). Em sistemas desequilibrados é necessário sintonizar um controlador em 180 Hz, (Garcia Campanhol et al., 2014), (Gruzs, 1990). Na Fig. 2.4 é mostrado um detalhamento do controlador  $R_{12}$ .

## 2.4 Conclusão

Neste capítulo foram mostradas as topologias convencionais dos filtros ativos a três e a quatro fios, tal como mostrados nas Figs. 2.1(a), 2.1(c). Para cada uma destas topologias foram apresentadas: o modelo, a estratégia PWM e o esquema de controle. Inicialmente foi visto para o filtro a três fios uma modelagem considerando um sistema com impedâncias distintas, ao final foi feita uma simplificação para adequá-la a sistemas equilibrados. Para a estratégia

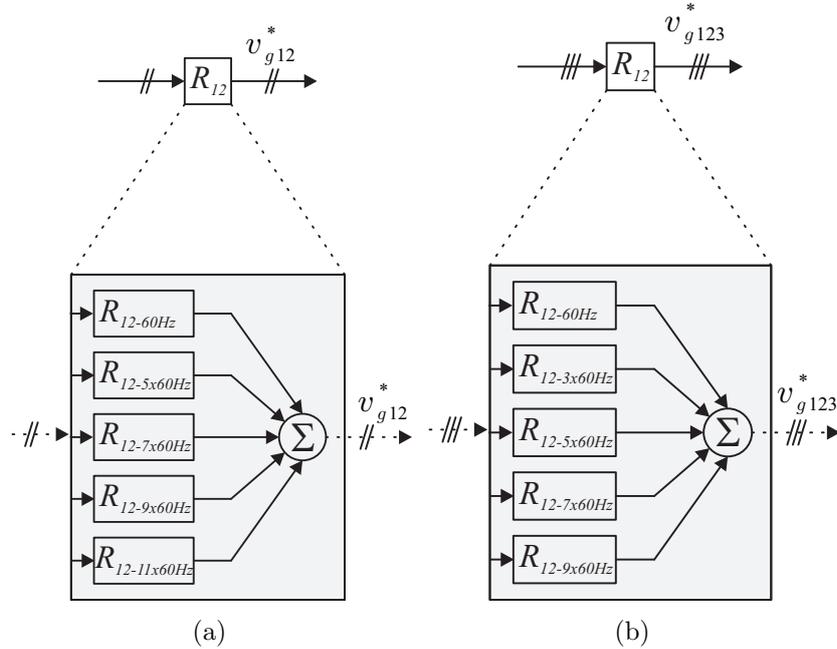


Figura 2.4: Bloco do controlador de corrente: (a) sistemas equilibrados (b) sistemas desequilibrados

de controle foram abordadas as diferenças existentes entre sistemas a três fios e a quatro fios nos diagramas de controle. Além disso foi mostrado o tipo de controlador de corrente utilizado neste trabalho, dando ênfase ao modo em paralelo que o mesmo trabalha bem como na necessidade de sintonizar um controlador deste tipo na frequência do 3<sup>a</sup> harmônico de corrente para sistemas desequilibrados, porque em sistemas a quatro fios harmônicos de sequência zero (que é o caso do terceiro harmônico e seus múltiplos - os harmônicos triplentes) somam-se ao condutor neutro do sistema. Como não há interruptores para seccionamento do neutro (assim como há para os condutores de fase), é interessante mitigar a componente do terceiro harmônico por causa de aquecimentos excessivos no quarto fio do sistema.

# 3

## Filtros ativos modulares

### 3.1 Introdução

Neste capítulo serão discutidos os filtros multimodulares. Duas topologias em especial: uma topologia composta por dois conversores com barramentos CC separados associados em paralelo (Configuração MMC2B, a qual foi objeto de publicação em [\(dos Santos et al., 2010\)](#) e uma outra, composta de um conversor trifásico convencional e três conversores monofásicos em ponte conectados em Y (Configuração MMCY4B).

Os filtros ativos modulares também são conhecidos como filtros ativos associados em paralelo ([Chiang e Chang, 1999a](#)). Independente da denominação atribuída a esse tipo de topologia, os filtros ativos multimodulares são utilizados em situações onde é possível dividir a potência entre conversores em instalações de baixa, média e alta potência, ou seja, este tipo de estrutura foi pensada para que as especificações nominais de correntes dos interruptores dos conversores fossem superadas, deixando de ser um problema na concepção de uma topologia para uma necessidade de aplicação.

Algumas das vantagens das topologias multimodulares frente às topologias convencionais são: a redução de perdas (por causa da divisão da potência processada pelos conversores), redução no dimensionamento de componentes passivos e redução da THD das correntes da rede ([Asiminoaei et al., 2008](#)). Os filtros multimodulares podem ser projetados para exercerem tarefas distintas de compensação (por exemplo, um dos conversores compensa

reativo e o outro harmônicos (dos Santos et al., 2010), (Moran et al., 1995b). Os filtros discutidos neste capítulo executam funções distintas. Um deles, com menor frequência de comutação das chaves, opera compensando a potência reativa fundamental demandada pela carga e o outro, com maior frequência de comutação das chaves, trabalha compensando os harmônicos demandados pela carga e, eventualmente, algumas componentes harmônicas oriundas do filtro de menor frequência.

Neste capítulo serão discutidos: *i*) o modelo do sistema, *ii*) a estratégia PWM, *iii*) as técnicas aplicadas para o melhoramento da THD de corrente; *iv*) estratégia de controle; *v*) resultados de simulação; *vi*) resultados experimentais.

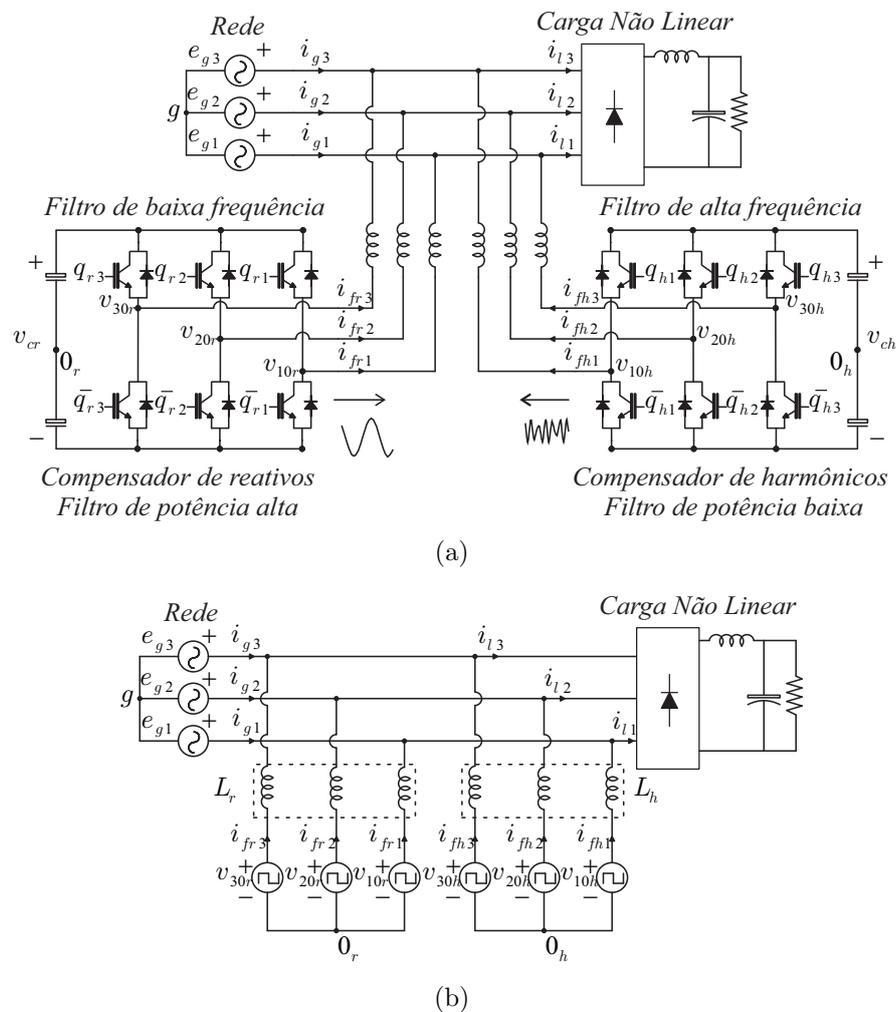
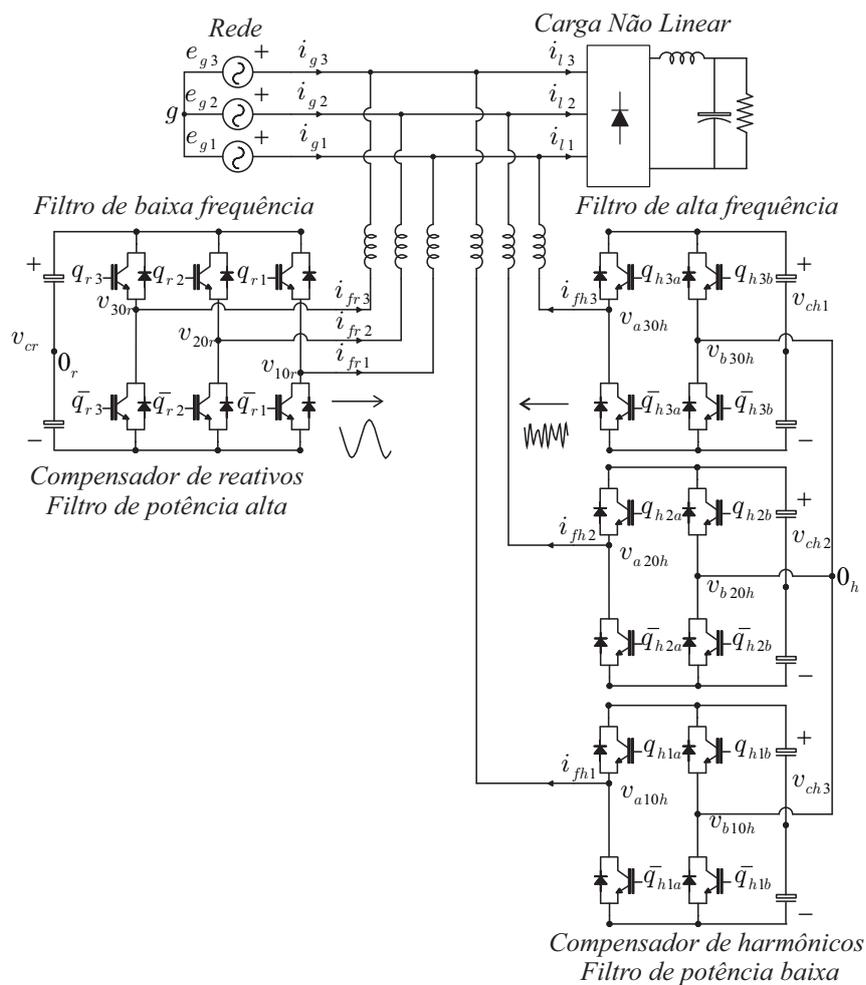
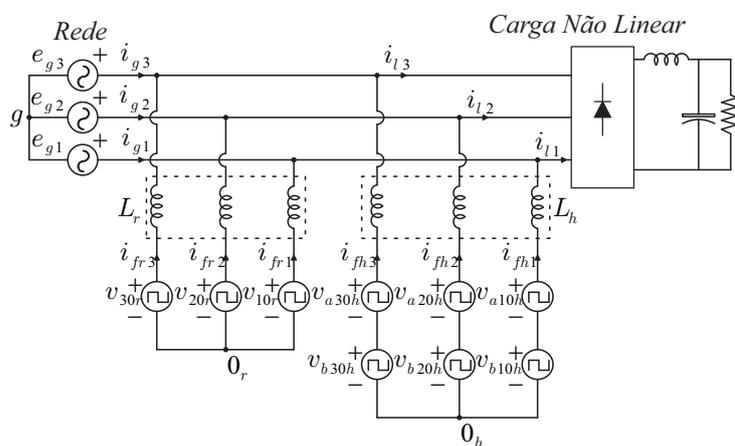


Figura 3.1: Topologia e modelo do filtro ativo multimodular da Configuração MMC2B: (a) circuito de potência; (b) modelo equivalente.



(a)



(b)

Figura 3.2: Topologia e modelo do filtros ativo multimodular da Configuração MMCY4B: (a) circuito de potência; (b) modelo equivalente.

## 3.2 Modelo do sistema

Serão discutidos a seguir os modelos das configurações MMC2B e MMCY4B, os circuitos equivalentes de cada estrutura são mostrados nas Figs. 3.1(b) e 3.2(b). As configurações MMC2B e MMCY4B são compostas por seis indutâncias de filtro, cada grupo de três indutâncias conectados a um conversor é chamada de  $L_r$  (grupo de indutâncias do conversor de reativos) e  $L_h$  (grupo de indutâncias do conversor de harmônicos). A Configuração MMC2B possui dois barramentos representados por  $v_{cr}$  e  $v_{ch}$  e a Configuração MMCY4B possui quatro barramentos,  $v_{cr}$ ,  $v_{h1}$ ,  $v_{h2}$  e  $v_{h3}$ . A primeira configuração possui doze interruptores enquanto que a segunda possui dezoito.

Para as duas configurações estudadas considera-se que as impedâncias de cada conversor são balanceadas, que a impedância da rede é nula e que a carga é representada por fontes de corrente ideais.

### 3.2.1 Configuração MMC2B

Tendo como base a Fig. 3.1(b), lança-se mão da lei de Kirchhoff das tensões para obter as tensões de malha do sistema. Como os conversores já foram modelados no capítulo 2, segue diretamente do que lá foi discutido que:

$$e_{g1} + z_r \dot{i}_{fr1} - v_{r1} = 0 \quad (3.1)$$

$$e_{g2} + z_r \dot{i}_{fr2} - v_{r2} = 0 \quad (3.2)$$

$$e_{g3} + z_r \dot{i}_{fr3} - v_{r3} = 0 \quad (3.3)$$

$$e_{g1} + z_h \dot{i}_{fh1} - v_{h1} = 0 \quad (3.4)$$

$$e_{g2} + z_h \dot{i}_{fh2} - v_{h2} = 0 \quad (3.5)$$

$$e_{g3} + z_h \dot{i}_{fh3} - v_{h3} = 0 \quad (3.6)$$

onde

$$v_{r1} = v_{10_r} - v_{g0_r} \quad (3.7)$$

$$v_{r2} = v_{20_r} - v_{g0_r} \quad (3.8)$$

$$v_{r3} = v_{30_r} - v_{g0_r} \quad (3.9)$$

$$v_{h1} = v_{10_h} - v_{g0_h} \quad (3.10)$$

$$v_{h2} = v_{20_h} - v_{g0_h} \quad (3.11)$$

$$v_{h3} = v_{30_h} - v_{g0_h} \quad (3.12)$$

Aplicando a lei de Kirchhoff das correntes aos nós do modelo, obtêm-se:

$$i_{g1} = i_{l1} - i_{fr1} - i_{fh1} \quad (3.13)$$

$$i_{g2} = i_{l2} - i_{fr2} - i_{fh2} \quad (3.14)$$

$$i_{g3} = i_{l3} - i_{fr3} - i_{fh3} \quad (3.15)$$

$$\sum_{k=1}^3 i_{gk} = \sum_{k=1}^3 i_{lk} = \sum_{k=1}^3 i_{frk} = \sum_{k=1}^3 i_{fhk} = 0 \quad (3.16)$$

Nas equações (3.1)-(3.6)  $z_r = r_r + pl_r$  e  $z_h = r_h + pl_h$  são as impedâncias dos conjuntos de filtro da saída dos conversores ( $L_r$  e  $L_h$ ), com  $p = \frac{d}{dt}$ ,  $v_{j0_r}$  e  $v_{j0_h}$  ( $j = 1, 2, 3$ ) são as tensões de polo dos conversores de reativos e de harmônicos, respectivamente. As tensões  $v_{g0_r}$  e  $v_{g0_h}$  são as tensões entre o ponto central dos barramentos CC dos conversores de reativos e de harmônicos ( $r$  e  $h$ ) e o neutro da rede  $g$ .

Considerando os sistemas equilibrados, as tensões  $v_{g0_r}$  e  $v_{g0_h}$  são definidas como:

$$v_{g0_r} = \frac{v_{10_r} + v_{20_r} + v_{30_r}}{3} \quad (3.17)$$

$$v_{g0_h} = \frac{v_{10_h} + v_{20_h} + v_{30_h}}{3} \quad (3.18)$$

Considerando o que efetivamente as tensões da rede vêm em termos do sistema como um todo, das equações (3.1)-(3.6) o modelo externo é dado por

$$v_{gj} = \frac{z_r i_{gj}}{2} - \frac{z_r i_{lj}}{2} + \frac{v_{j0_r} - v_{g0_r} + v_{j0_h} - v_{g0_h}}{2} + \frac{(z_r - z_h) i_{fhj}}{2} \quad (3.19)$$

No caso do projeto do sistema ser direcionado à divisão de toda a potência de compensação as impedâncias de filtro  $z_r = z_h = z_f$ , logo o modelo externo da equação (3.19)

será:

$$v_{gj} = \frac{z_f i_{gj}}{2} - \frac{z_f i_{lj}}{2} + \frac{v_{j0_r} - v_{g0_r} + v_{j0_h} - v_{g0_h}}{2} \quad (3.20)$$

### 3.2.2 Configuração MMCY4B

As tensões de malha do sistema de conversores da Fig. 3.2(a) são obtidas observando o circuito equivalente mostrado na Fig. 3.2(b) e são semelhantes às equações (3.1)-(3.6), uma das diferenças é no conjunto das tensões  $v_{h1}$ ,  $v_{h2}$  e  $v_{h3}$  que são expressas por:

$$v_{h1} = v_{a10h} - v_{b10h} - v_{g0_h} \quad (3.21)$$

$$v_{h2} = v_{a20h} - v_{b20h} - v_{g0_h} \quad (3.22)$$

$$v_{h3} = v_{a30h} - v_{b30h} - v_{g0_h} \quad (3.23)$$

Nas equações (3.21)-(3.23)  $v_{aj}$  e  $v_{bj}$  são as tensões de polo das pontes H ligadas em Y. A outra diferença está na tensão  $v_{0_{hg}}$ , a qual é definida por:

$$v_{g0_h} = \frac{v_{a10h} - v_{b10h} + v_{a20h} - v_{b20h} + v_{a30h} - v_{b30h}}{3} \quad (3.24)$$

## 3.3 Estratégia PWM

### 3.3.1 Configuração MMC2B

As tensões de polo do conversor de baixa frequência e do conversor de alta frequência em função dos estados de condução das chaves são dadas por

$$v_{10_r} = (2q_{r1} - 1) \frac{v_{cr}}{2} \quad (3.25)$$

$$v_{20_r} = (2q_{r2} - 1) \frac{v_{cr}}{2} \quad (3.26)$$

$$v_{30_r} = (2q_{r3} - 1) \frac{v_{cr}}{2} \quad (3.27)$$

$$v_{10_h} = (2q_{h1} - 1) \frac{v_{ch}}{2} \quad (3.28)$$

$$v_{20_h} = (2q_{h2} - 1) \frac{v_{ch}}{2} \quad (3.29)$$

$$v_{30_h} = (2q_{h3} - 1) \frac{v_{ch}}{2} \quad (3.30)$$

onde  $v_{cr}$  e  $v_{ch}$  são as tensões dos barramentos CC dos conversores de reativos (de menor frequência de comutação) e de harmônicos (de maior frequência de comutação) e  $q_{r1}$ ,  $q_{r2}$ ,

$q_{r3}$ ,  $q_{h1}$ ,  $q_{h2}$  e  $q_{h3}$  representam os estados de condução das chaves. Os controladores fornecem quatro tensões de referência, ou seja:

$$v_{r1}^* = v_{10_r}^* - v_{g0_r}^* \quad (3.31)$$

$$v_{r2}^* = v_{20_r}^* - v_{g0_r}^* \quad (3.32)$$

$$v_{h1}^* = v_{10_h}^* - v_{g0_h}^* \quad (3.33)$$

$$v_{h2}^* = v_{20_h}^* - v_{g0_h}^* \quad (3.34)$$

As tensões de referência fornecidas pelos controladores são insuficientes para que sejam obtidas as referências para todas as seis tensões de polo que compõem os conversores de reativos e de harmônicos. Desta forma, são inseridas duas variáveis auxiliares, definidas como:

$$v_{g0_r}^* = \frac{v_{10_r}^* + v_{20_r}^* + v_{30_r}^*}{3} \quad (3.35)$$

$$v_{g0_h}^* = \frac{v_{10_h}^* + v_{20_h}^* + v_{30_h}^*}{3} \quad (3.36)$$

Conforme discutido anteriormente, as tensões de polo de referência agora são determinadas em função das referências fornecidas pelos controladores e das tensões auxiliares, ou seja:

$$v_{10_r}^* = v_{r1}^* + v_{g0_r}^* \quad (3.37)$$

$$v_{20_r}^* = v_{r2}^* + v_{g0_r}^* \quad (3.38)$$

$$v_{30_r}^* = -(v_{r1}^* + v_{r2}^*) + v_{g0_r}^* \quad (3.39)$$

$$v_{10_h}^* = v_{h1}^* + v_{g0_h}^* \quad (3.40)$$

$$v_{20_h}^* = v_{h2}^* + v_{g0_h}^* \quad (3.41)$$

$$v_{30_h}^* = -(v_{h1}^* + v_{h2}^*) + v_{g0_h}^* \quad (3.42)$$

As tensões de polo de referência são comparadas com uma portadora triangular de alta frequência para gerar os pulsos de comutação das chaves dos conversores. A escolha das variáveis auxiliares deve ser feita de forma a respeitar o limite das tensões de polo dos

conversores de reativos e de harmônicos, ou seja:

$$v_{g0rmax}^* = \frac{v_{cr}^*}{2} - v_{rmax}^* \quad (3.43)$$

$$v_{g0rmin}^* = -\frac{v_{cr}^*}{2} - v_{rmin}^* \quad (3.44)$$

$$v_{g0hmax}^* = \frac{v_{ch}^*}{2} - v_{hmax}^* \quad (3.45)$$

$$v_{g0hmin}^* = -\frac{v_{ch}^*}{2} - v_{hmin}^* \quad (3.46)$$

As tensões  $v_{cr}^*$  e  $v_{ch}^*$  são as tensões de referência dos barramentos CC,  $v_{rmax}^* = \max\{v_{r1}^*, v_{r2}^*, v_{r3}^*\}$ ,  $v_{rmin}^* = \min\{v_{r1}^*, v_{r2}^*, v_{r3}^*\}$ ,  $v_{hmax}^* = \max\{v_{h1}^*, v_{h2}^*, v_{h3}^*\}$ ,  $v_{hmin}^* = \min\{v_{h1}^*, v_{h2}^*, v_{h3}^*\}$ . As tensões  $v_{g0r}^*$  e  $v_{g0h}^*$  podem ser função dos fatores de distribuição de roda livre  $\mu_r$  e  $\mu_h$  como em:

$$v_{g0r}^* = \mu_r v_{g0rmax}^* + (1 - \mu_r) v_{g0rmin}^* \quad (3.47)$$

$$v_{g0h}^* = \mu_h v_{g0hmax}^* + (1 - \mu_h) v_{g0hmin}^* \quad (3.48)$$

As mesmas observações feitas no capítulo 2 sobre a variação dos fatores de distribuição de roda livre bem como a influência destas variações na frequência de chaveamento (em um dos braços do conversor), são aplicadas aqui.

### 3.3.2 Configuração MMCY4B

As tensões de polo da configuração MMCY4B são definidas em função dos estados de condução das chaves da seguinte forma:

$$v_{10r} = (2q_{r1} - 1) \frac{v_{cr}}{2} \quad (3.49)$$

$$v_{20r} = (2q_{r2} - 1) \frac{v_{cr}}{2} \quad (3.50)$$

$$v_{30r} = (2q_{r3} - 1) \frac{v_{cr}}{2} \quad (3.51)$$

$$v_{a10h} = (2q_{h1a} - 1) \frac{v_{ch1}}{2} \quad (3.52)$$

$$v_{b10h} = (2q_{h1b} - 1) \frac{v_{ch1}}{2} \quad (3.53)$$

$$v_{a20h} = (2q_{h2a} - 1) \frac{v_{ch2}}{2} \quad (3.54)$$

$$v_{b20h} = (2q_{h2b} - 1) \frac{v_{ch2}}{2} \quad (3.55)$$

$$v_{a30h} = (2q_{h3a} - 1) \frac{v_{ch3}}{2} \quad (3.56)$$

$$v_{b30h} = (2q_{h3b} - 1) \frac{v_{ch3}}{2} \quad (3.57)$$

onde  $v_{cr}$  é a tensão barramento CC do conversor trifásico convencional e  $v_{ch1}$ ,  $v_{ch2}$  e  $v_{ch3}$  são as tensões dos barramentos CC dos conversores monofásicos. Os controles são feitos de forma independente para os conversores, ou seja, cada conversor terá apenas duas tensões de referência fornecidas pelos controladores de corrente. Para o conversor de reativos nada muda e a sua estratégia PWM é definida pelas equações (3.37)-(3.39), com a variável auxiliar  $v_{g0r}^*$  sendo calculada pela equação (3.47). Para o conversor de reativos as tensões fornecidas pelos controladores são:

$$v_{gh1}^* = v_{ab1h}^* - v_{g0h}^* \quad (3.58)$$

$$v_{gh2}^* = v_{ab2h}^* - v_{g0h}^* \quad (3.59)$$

onde

$$v_{ab1h}^* = v_{a10h}^* - v_{b10h}^* \quad (3.60)$$

$$v_{ab2h}^* = v_{a20h}^* - v_{b20h}^* \quad (3.61)$$

As equações (3.58)-(3.59) são insuficientes para determinar as referências das 6 tensões de polo do conversor de harmônicos. Desta forma, é necessário utilizar 4 variáveis auxiliares. Estas variáveis auxiliares são definidas da seguinte forma:

$$v_{gh}^* = \frac{v_{a10h}^* - v_{b10h}^* + v_{a20h}^* - v_{b20h}^* + v_{a30h}^* - v_{b30h}^*}{3} \quad (3.62)$$

$$v_{x1}^* = \frac{v_{a10h}^* + v_{b10h}^*}{2} \quad (3.63)$$

$$v_{x2}^* = \frac{v_{a20h}^* + v_{b20h}^*}{2} \quad (3.64)$$

$$v_{x3}^* = \frac{v_{a30h}^* + v_{b30h}^*}{2} \quad (3.65)$$

Definidas as variáveis auxiliares, as equações (3.58)-(3.61) são utilizadas para que as referências das tensões de polo sejam obtidas, ou seja:

$$v_{a10h}^* = \frac{v_{ab1h}^*}{2} + v_{x1}^* \quad (3.66)$$

$$v_{b10h}^* = -\frac{v_{ab1h}^*}{2} + v_{x1}^* \quad (3.67)$$

$$v_{a20h}^* = \frac{v_{ab2h}^*}{2} + v_{x2}^* \quad (3.68)$$

$$v_{b20h}^* = -\frac{v_{ab2h}^*}{2} + v_{x2}^* \quad (3.69)$$

$$v_{a30h}^* = \frac{v_{ab3h}^*}{2} + v_{x3}^* \quad (3.70)$$

$$v_{b30h}^* = -\frac{v_{ab3h}^*}{2} + v_{x3}^* \quad (3.71)$$

As variáveis auxiliares podem ser escolhidas de forma independente, desde que os limites das tensões de polo sejam respeitados, ou seja:

$$v_{ghmax}^* = v_{ch}^* - v_{Hmax}^* \quad (3.72)$$

$$v_{ghmin}^* = -v_{ch}^* - v_{Hmin}^* \quad (3.73)$$

$$v_{x1max}^* = \frac{v_{ch1}^*}{2} - v_{h1max}^* \quad (3.74)$$

$$v_{x1min}^* = -\frac{v_{ch1}^*}{2} - v_{h1min}^* \quad (3.75)$$

$$v_{x2max}^* = \frac{v_{ch2}^*}{2} - v_{h2max}^* \quad (3.76)$$

$$v_{x2min}^* = -\frac{v_{ch2}^*}{2} - v_{h2min}^* \quad (3.77)$$

$$v_{x3max}^* = \frac{v_{ch3}^*}{2} - v_{h3max}^* \quad (3.78)$$

$$v_{x3min}^* = -\frac{v_{ch3}^*}{2} - v_{h3min}^* \quad (3.79)$$

onde  $v_{ch1}^*$ ,  $v_{ch2}^*$  e  $v_{ch3}^*$  são as tensões de referência para os conversores em ponte conectados nas fases 1, 2 e 3 da rede e  $v_{ch}^* = v_{ch1}^* = v_{ch2}^* = v_{ch3}^*$ . Com  $v_H^* = \{v_{gh1}^*, v_{gh2}^*, v_{gh3}^*\}$  e  $v_{Hmax}^* = \max|v_H^*|$ ,  $v_{Hmin}^* = \min|v_H^*|$ . Para os conversores em ponte das fases 1, 2 e 3, respectivamente, tem-se que  $v_{hj}^* = \{-\frac{v_{abh}^*}{2}, \frac{v_{abh}^*}{2}\}$  com  $v_{hjmax}^* = \max|v_{hj}^*|$  e  $v_{hjmin}^* = \min|v_{hj}^*|$ .

## 3.4 Estratégia de controle

### 3.4.1 Para a configuração MMC2B

O diagrama de controle da estrutura MMC2B está esquematizado nas Figs. 3.3(a) e 3.3(b).

A seguir será explicado o controle do tipo *direto* utilizado na estrutura para o filtro de menor frequência [diagrama de controle da Fig.3.3(a)]. A tensão de referência do barramento CC do conversor de reativos,  $v_{cr}^*$ , é comparada com a tensão lida  $v_{cr}$ . O erro desta comparação é a entrada do controlador proporcional mais integral implementado no bloco  $R_{cr}$ . A saída deste controlador é a amplitude da componente ativa da corrente que carrega o barramento CC,  $I_{ra}^*$ . Os ângulos de fase  $\theta_{12}$  das tensões da rede  $e_{g1}$  e  $e_{g2}$  são obtido por meio de um PLL (*Phase Locked Loop*). Os ângulos de fase  $\theta_{12}$  junto com a amplitude da corrente ativa  $I_{ra}^*$  são utilizados pelo bloco de sincronismo  $GEN - I_r$  para que o mesmo gere

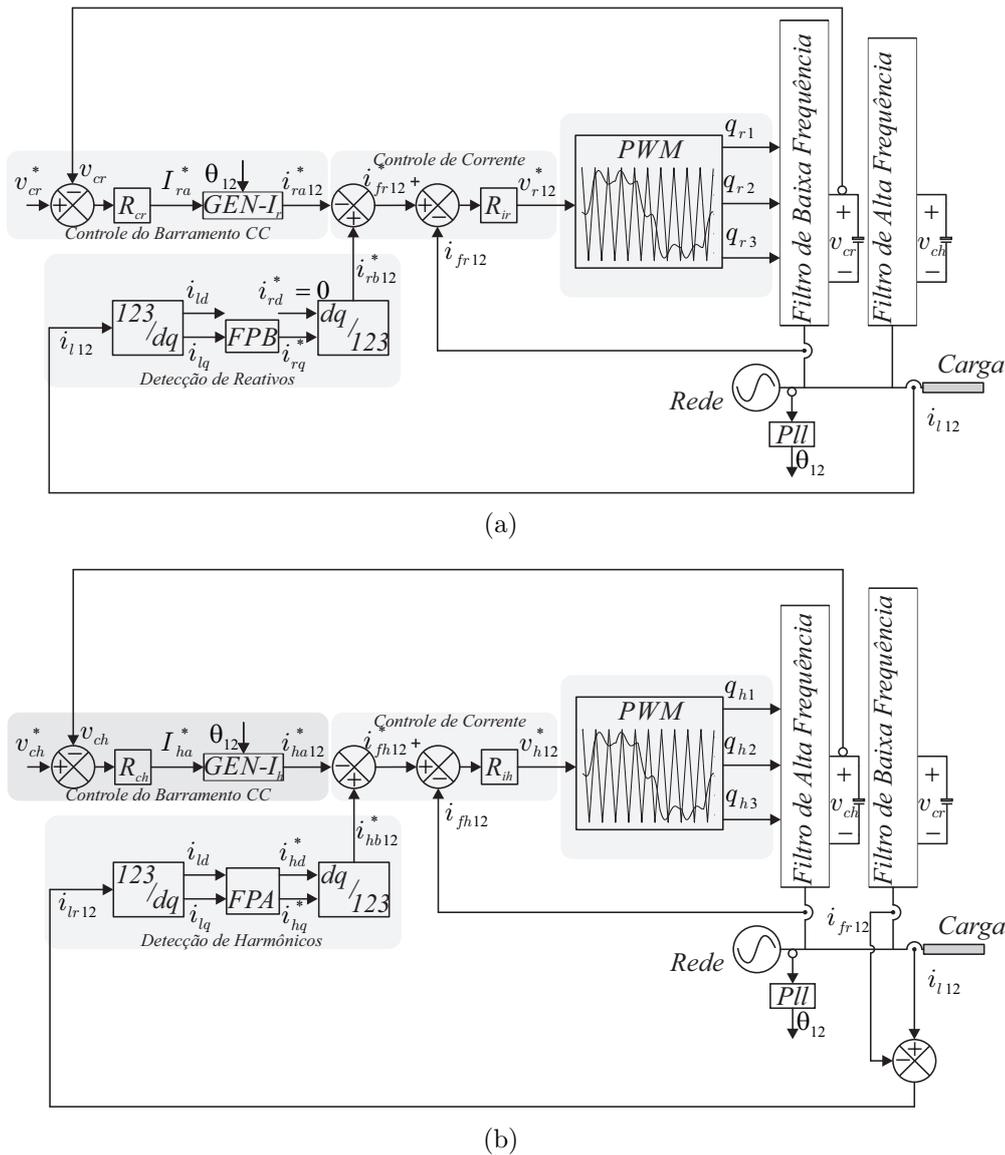


Figura 3.3: Diagrama de controle do filtro ativo multimodular da Configuração MMC2B: (a) filtro de menor frequência; (b) filtro de maior frequência.

duas componentes de corrente  $i_{ra1}^*$  e  $i_{ra2}^*$  senoidais e em fase com as tensões da rede, essas componentes correspondem à corrente que a rede deve injetar no filtro de tal modo a suprir as perdas do mesmo. As correntes da carga  $i_{l1}$  e  $i_{l2}$  são lidas e passadas para o plano dq orientado segundo o ângulo do vetor das tensões da rede, a operação de transformação no diagrama de controle é representado pelo bloco  $123/dq$ . A componente  $i_{lq}$  é filtrada por um filtro passa baixas sintonizado em  $10\text{ Hz}$  (bloco FPB) - questões sobre o atraso inserido pelo mesmo são abordados no anexo A. Após passar pelo bloco (FPB) tem-se a componente fundamental de referência  $i_{rq}^*$ . O filtro de baixa frequência compensa prioritariamente o reativo fundamental (que por questões de implementação prática do filtro deve ser evitado que seja compensado os 100 % do conteúdo de reativos, pois isso encareceria o conversor) e é por

este motivo que a componente  $i_{rd}^*$  é deliberadamente igualada a zero. A componente  $i_{rq}^*$  é transformada nas referências da corrente de compensação  $i_{rb12}$  (essas correntes são defasadas de noventa graus em relação à tensão da rede, portanto, correspondem à parcela da potência reativa da carga que será compensada). As correntes  $i_{ra12}^*$  são subtraídas das correntes  $i_{rb12}^*$  para a obtenção das correntes de referência  $i_{fr12}^*$ . A comparação entre as correntes  $i_{fr12}^*$  e  $i_{f12}^*$  é a entrada do controlador de corrente representado pelo bloco  $R_{ir}$ , as tensões de controle  $v_{r1}^*$  e  $v_{r2}^*$  são enviadas ao bloco PWM para que o mesmo gere os pulsos de condução e bloqueio das chaves tal como explanado nas equações (3.37)-(3.42) e (3.47).

Para o controle do filtro de maior frequência [diagrama da Fig.3.3(b)] a diferença está no bloco de extração das referências da corrente do filtro ativo. Como este filtro compensa componentes harmônicas de corrente tanto da carga quanto do filtro de menor frequência, os filtros utilizados são do tipo passa-altas (FPA) (também pode ser utilizado um filtro passa-baixas, que retiraria o conteúdo DC das componentes  $i_{ld}^*$  e  $i_{lq}^*$ ). Ambas as componentes de corrente  $i_{hd}^*$  e  $i_{hq}^*$  são utilizadas para gerar as referências de corrente  $i_{hb12}^*$ . O restante do diagrama é análogo ao do filtro de reativos, com exceção da mudança de nomenclaturas.

### 3.4.2 Para a configuração MMCY4B

O diagrama de controle desta estrutura é mostrado nas Figs. 3.4(a) e 3.4(b).

Para o filtro de reativos (de menor frequência) a estratégia é a mesma que a explanada para a configuração MMC2B. Para o filtro de maior frequência, que compensa harmônicos, há uma diferenciação. Neste filtro a tensão média de referência  $\bar{v}_{ch}^*$  dos barramentos CC é comparada com a média das tensões lidas dos barramentos CC  $\bar{v}_{ch}$ , o erro desta comparação é a entrada para um controlador proporcional integral representado pelo bloco  $R_{ch}$ . A saída do controlador  $R_{ch}$  é a amplitude para manutenção do valor da tensão média nos barramentos dos conversores monofásicos que compõem o filtro de harmônicos. Os ângulos de fase ( $\theta_{12}$ ) das tensões da rede trifásica são obtidos através de um *PLL*, para gerar as correntes  $i_{ha12}^*$  que carregam os barramentos CC dos conversores conectados em Y. O bloco de detecção de harmônicos separa, no referencial dq orientado segundo o vetor tensão da rede, as componentes de alta frequência das correntes  $i_{lr12}$  lidas do conversor trifásico de baixa frequência e da carga. As componentes de alta frequência  $i_{hd}^*$  e  $i_{hq}^*$  são transformadas

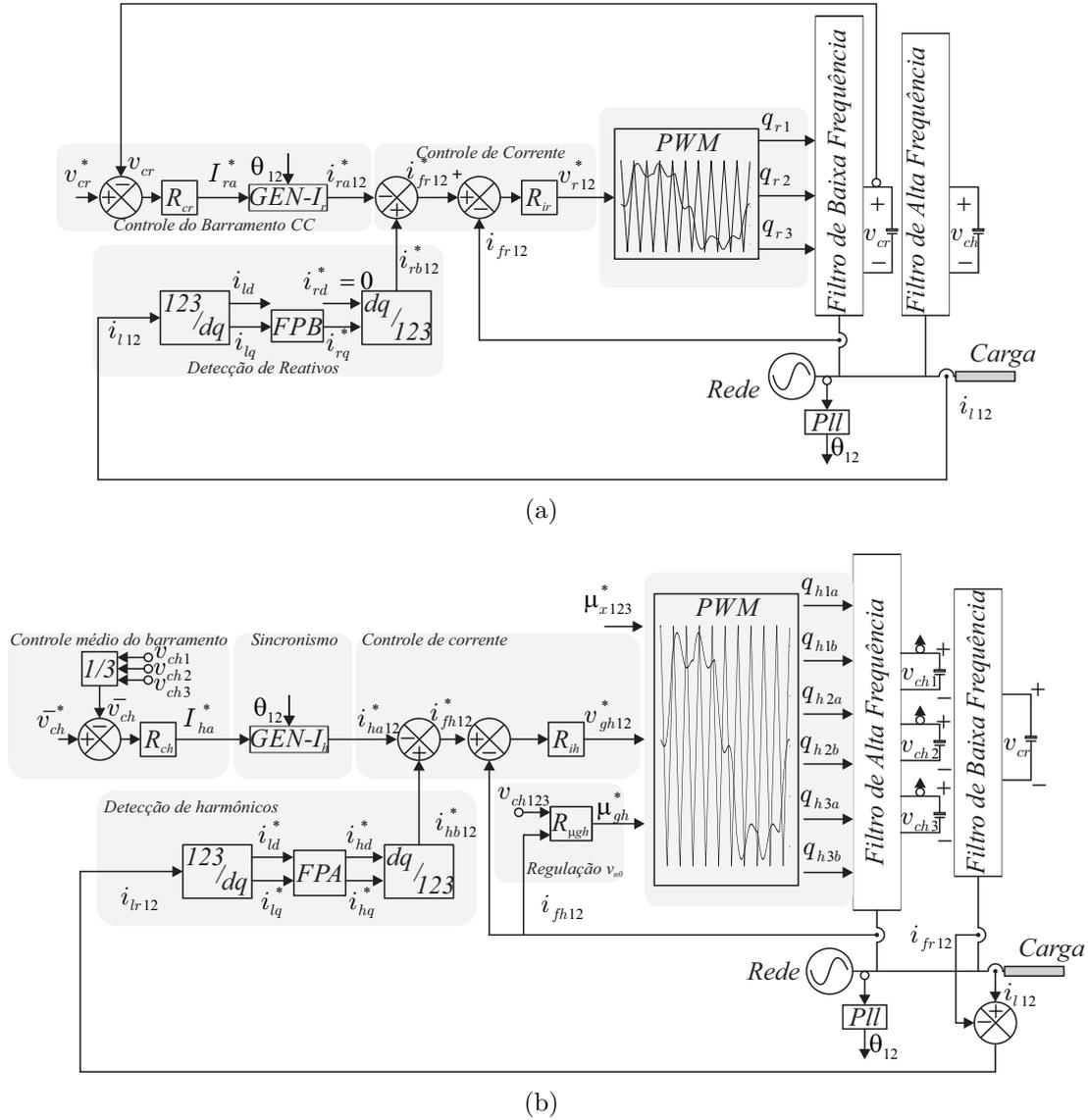


Figura 3.4: Diagrama de controle do filtro ativo multimodular da Configuração MMCY4B: (a) Filtro de menor frequência; (b) Filtro de maior frequência.

novamente para o referencial estacionário para que a corrente de compensação,  $i_{hb12}^*$ , seja obtida e combinada com a corrente  $i_{ha12}^*$ . A combinação de  $i_{hb12}^*$  e  $i_{ha12}^*$  gera as correntes de referência internas dos conversores,  $i_{h12}^*$ , a qual é comparada com as correntes lidas  $i_{h12}$  do filtro de harmônicos. A comparação de  $i_{h12}^*$  com  $i_{h12}$  é a entrada de um controlador de corrente representado pelo bloco  $R_{ih}$ , o qual, por sua vez, fornece como saída as tensões  $v_{gh12}^*$  para o PWM. Ao PWM também devem ser fornecidos os fatores de distribuição de roda livre  $\mu_{x123}^*$  e  $\mu_{gh}^*$ . O fator de distribuição  $\mu_{gh}^*$  é a saída de um sistema de conhecimento (*knowledge based system*) representado pelo bloco  $R_{\mu gh}$ . Este sistema realiza o seguinte algoritmo:

- 1) Se  $v_{ch1} < (v_{ch}^* - x)$  e  $v_{ch2} > (v_{ch}^* + x)$  e  $v_{ch3} > (v_{ch}^* + x)$ , então se  $i_{h1}^* > 0$ , faça  $\mu_{gh}^* = 1$ ,

- senão  $\mu_{gh}^* = 0$
- 2) Se  $v_{ch1} > (v_{ch}^* + x)$  e  $v_{ch2} < (v_{ch}^* - x)$  e  $v_{ch3} > (v_{ch}^* + x)$ , então se  $i_{h2}^* > 0$ , faça  $\mu_{gh}^* = 1$ ,  
senão  $\mu_{gh}^* = 0$
- 3) Se  $v_{ch1} > (v_{ch}^* + x)$  e  $v_{ch2} > (v_{ch}^* + x)$  e  $v_{ch3} < (v_{ch}^* - x)$ , então se  $i_{h3}^* > 0$ , faça  $\mu_{gh}^* = 1$ ,  
senão  $\mu_{gh}^* = 0$
- 4) Se  $v_{ch1} > (v_{ch}^* + x)$  e  $v_{ch2} < (v_{ch}^* - x)$  e  $v_{ch3} < (v_{ch}^* - x)$ , então se  $i_{h1}^* > 0$ , faça  $\mu_{gh}^* = 0$ ,  
senão  $\mu_{gh}^* = 1$
- 5) Se  $v_{ch1} < (v_{ch}^* - x)$  e  $v_{ch2} > (v_{ch}^* + x)$  e  $v_{ch3} < (v_{ch}^* - x)$ , então se  $i_{h2}^* > 0$ , faça  $\mu_{gh}^* = 0$ ,  
senão  $\mu_{gh}^* = 1$
- 6) Se  $v_{ch1} < (v_{ch}^* - x)$  e  $v_{ch2} < (v_{ch}^* - x)$  e  $v_{ch3} > (v_{ch}^* + x)$ , então se  $i_{h3}^* > 0$ , faça  $\mu_{gh}^* = 0$ ,  
senão  $\mu_{gh}^* = 1$

Onde  $x$  no algoritmo acima é a máxima diferença entre o valor medido nos barramentos dos conversores monofásicos e a referência  $\bar{v}_{ch}^*$ . Este controle garante que a tensão nos barramentos dos conversores monofásicos sigam a sua referência. O mesmo deve ser feito em sincronismo com a leitura das correntes do conversor de harmônicos, isso é necessário para que se saiba como o sentido destas correntes afetam o carregamento ou descarregamento dos capacitores (pois o sentido da corrente indica qual o impacto que  $\mu_{gh}^* = 0$  tem no carregamento ou descarregamento das tensões nos capacitores do barramento CC).

### 3.5 Resultados experimentais e de simulação

Neste trabalho foi possível obter resultados experimentais para a estrutura MMC2B, por este motivo serão mostrados somente estes resultados como forma de validar as discussões teóricas das seções anteriores. Para a estrutura MMCY4B serão discutidos resultados de simulação como forma de validar as discussões teóricas propostas para esta configuração, como, por exemplo, um dos resultados com enfoque na dinâmica da tensão do barramento CC dos conversores monofásicos e do trifásico.

### 3.5.1 Configuração MMC2B

A montagem onde os resultados experimentais da configuração MMC2B foram obtidos está mostrada no anexo V. As figuras de mérito para os resultados experimentais da configuração MMC2B são mostrados nas [Figs. 3.5(a)-3.5(d)]. A frequência de operação das duas estru-

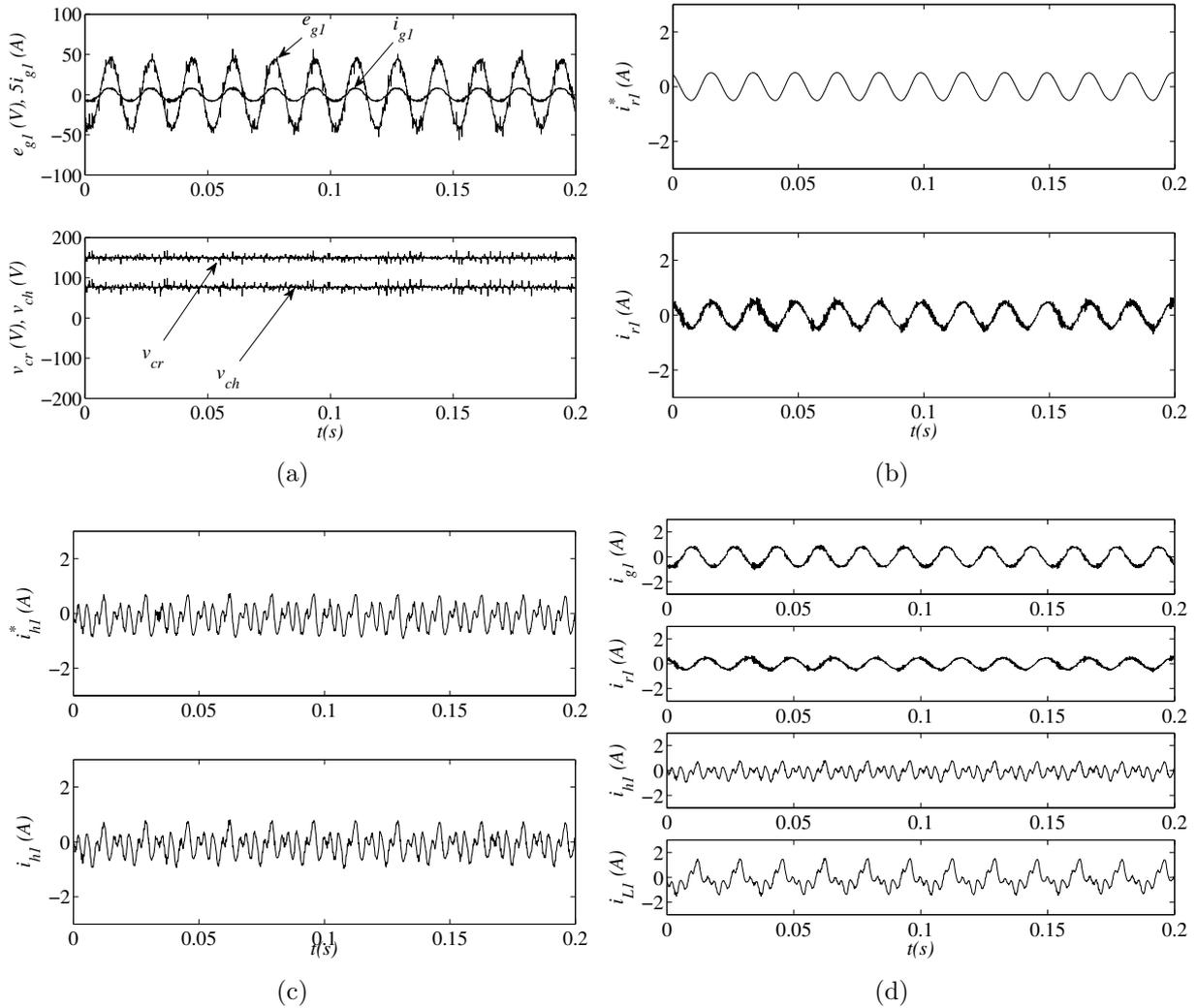


Figura 3.5: Resultados experimentais da Configuração MMC2B: (a) tensão  $e_{g1}$  e corrente da rede  $i_{g1}$  para fase 1 [topo], tensões nos barramentos dos conversores de reativos e de harmônicos [abaixo]; (b) corrente de referência para o conversor de reativos na fase 1  $i_{r1}^*$  [topo] e a corrente lida  $i_{r1}$  [abaixo]; (c) corrente de referência para o conversor de harmônicos na fase 1  $i_{h1}^*$  [topo] e a corrente lida  $i_{h1}$  [abaixo]; (d) correntes de interesse no sistema  $i_{g1}$ ,  $i_{r1}$ ,  $i_{h1}$  e  $i_{L1}$ .

turas para este resultado foi a mesma - 10 kHz. Na Fig. 3.5(a) são mostradas a tensão e corrente da rede na fase 1 (topo) e as tensões dos barramentos CC do conversor de harmônicos e de reativos (abaixo). Notar que a tensão da rede está em fase com a sua corrente.

A distorção harmônica da corrente da rede está abaixo dos 5%, o que é um bom resultado pois, conforme mostrado na Fig. 3.5(d) a distorção da corrente da carga é elevada (acima de 28%). Na Fig. 3.5(b) são mostradas a corrente de referência para o conversor de reativos  $i_{r1}^*$  (topo) e o seu valor lido  $i_{r1}$  (abaixo). Na Fig. 3.5(c) são mostradas a corrente de referência para o conversor de harmônicos  $i_{h1}^*$  (topo) e seu valor lido  $i_{h1}$  (abaixo). Observar que tanto o conversor de reativos quanto o conversor de harmônicos seguem as suas referências, validando o método mostrado de extração e controle de corrente de cada conversor individualmente. Na Fig. 3.5(d) são mostradas todas as correntes de interesse do sistema para a fase 1  $i_{g1}$ ,  $i_{r1}$ ,  $i_{h1}$  e  $i_{L1}$  (corrente da carga). O filtro implementado para a extração de harmônicos tem uma frequência de corte de 10 Hz, a obtenção do seu equivalente digital foi através da transformação bilinear de *Tustin* ([Al-Alaoui, 2007](#)) (essa transformação permite obter a equação de diferenças que implementa o filtro na plataforma digital que controla a montagem mostrada na Fig. II.7 no anexo II.).

### 3.5.2 Simulação da Configuração MMCY4B

Para esta configuração os parâmetros de simulação foram:

- a) Indutância de filtro no valor de 7,1 mH;
- b) Corrente da carga com THD de 28,8%;
- c) Fator de potência da carga em 0,82 atrasado;
- d) Referência da tensão do Barramento CC do conversor de reativos de 148 V;
- e) Referência da tensão do Barramento CC do conversor de harmônicos em 197 V;

Na Fig. 3.6 são mostradas a tensão e corrente da rede para a fase 1, Fig. 3.6(a), e a corrente da carga também para a fase 1, Fig. 3.6(b). De acordo com o que foi mostrado nas figuras, a corrente da rede na fase é senoidal e está em fase com a tensão da fase 1 da rede ( $e_{g1}$ ), mesmo a despeito da carga que apresenta uma THD de 28,28% (o THD da corrente da rede foi de 1,73 %) e com um fator de potência 0,82 atrasado. Isto corrobora a ação do controle de corrente que visa estabelecer uma corrente da rede senoidal e em fase com a sua tensão. Para verificar a ação do controle das tensões dos barramentos, a estrutura foi simulada até que

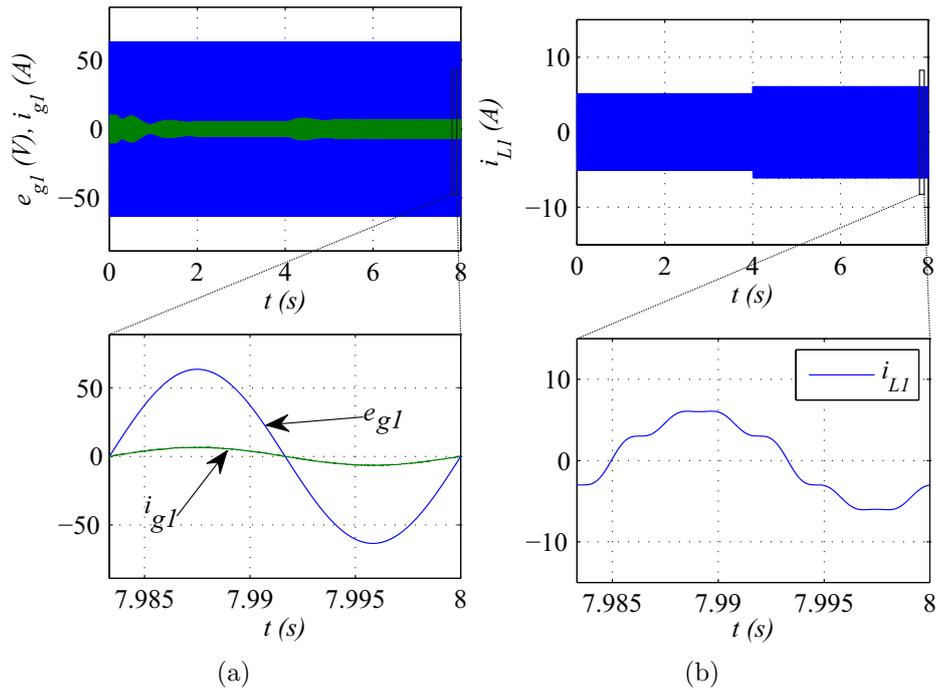


Figura 3.6: Resultado de simulação para a Configuração MMCY4B: (a) Tensão e corrente da rede na fase 1; (b) corrente da carga na fase 1.

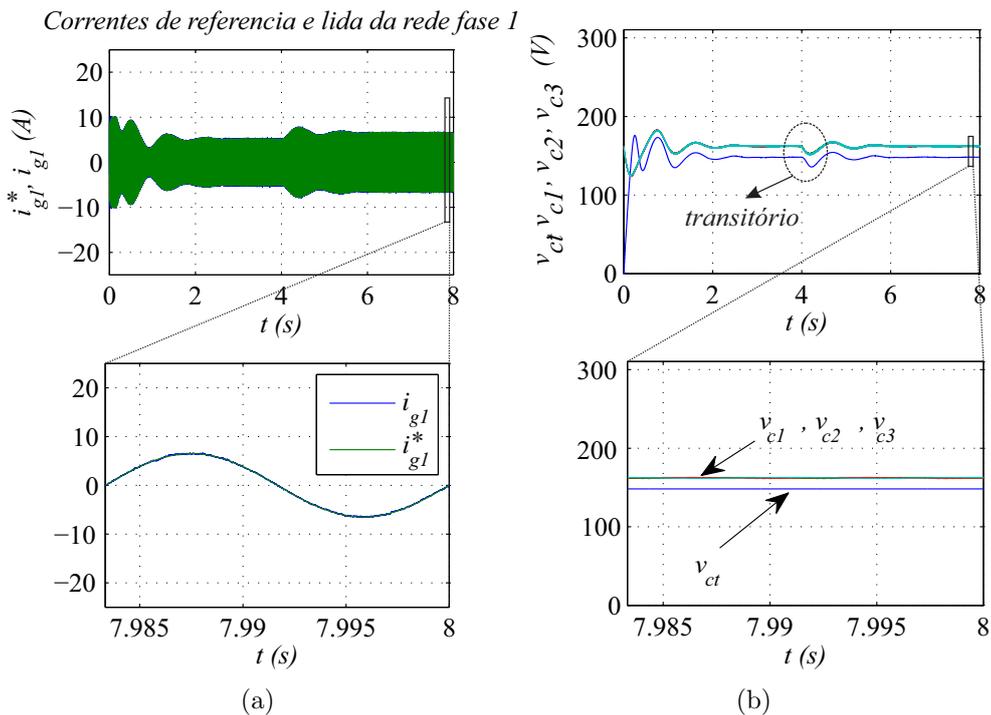


Figura 3.7: Correntes e tensões da Configuração MMCY4B: (a) Corrente da rede fase 1 ( $i_{g1}$ ) e sua referência ( $i_{g1}^*$ ); (b) Tensões nos barramentos dos conversores monofásicos  $v_{c1}$ ,  $v_{c2}$  e  $v_{c3}$  e do conversor trifásico  $v_{ct}$ .

atingisse o regime permanente. O tempo total de simulação foi de oito segundos. Na metade deste tempo total um transitório de carga foi inserido (aumento da amplitude da componente

fundamental da corrente da carga) com o objetivo de verificar o comportamento do controle neste cenário de transitório. Na Fig. 3.7(a) é mostrada a corrente da rede na fase 1 ( $i_{g1}$ ), bem como a sua referência ( $i_{g1}^*$ ). Na Fig. 3.7(b) é dado um destaque à ação dos controladores dos barramentos CC dos conversores monofásicos que compensam os harmônicos do sistema. No regime permanente é dado um zoom para mostrar que os mesmos seguem a referência de 197 V. A tensão do conversor de reativos também é mostrada, com seu valor em 148 V.

## 3.6 Conclusão

Neste capítulo foram mostradas e discutidas duas configurações de filtros multimodulares (configurações MMC2B e MMCY4B) - ver Figs. 3.1 e 3.2. Ambas as estruturas foram modeladas e exploradas quanto às estratégias PWM e de controle. Elas podem trabalhar em frequências diferentes, o que é um ponto atrativo se forem observadas as perdas. Em ambas as configurações, um dos filtros trabalha compensando o reativo fundamental da carga, enquanto que o outro trabalha compensando harmônicos provenientes tanto da carga quanto do filtro de menor frequência.

Para a configuração MMCY4B foi abordado um aspecto importante, que foi o controle dos barramentos dos conversores monofásicos. Este controle foi realizado por meio de um sistema de conhecimento cujo algoritmo foi detalhado neste capítulo. A técnica do *interleaved* não foi abordada aqui porque os conversores trabalham com frequências diferentes, fazendo com que o princípio de cancelamento de *ripples* não tenha a mesma eficácia que teria se os conversores de filtro trabalhassem com a mesma frequência de comutação das chaves.

# 4

## Filtro ativo multinível para sistemas a 3 fios

### 4.1 Introdução

Este capítulo aborda os filtros ativos multiníveis trifásicos conectados em cascata. Será comentada de forma breve uma estrutura multinível em cascata composta de duas pontes H em série por fase (6 pontes H no total chamada de configuração 6HB). Desta estrutura é derivada uma com menor número de componentes (configuração 3H1T), a qual é composta da interconexão de 3 pontes H e um conversor trifásico convencional. A contribuição do estudo desta estrutura foi publicada em (A. M. et al., 2013) e está focada no método de controle dos barramentos CC dos conversores monofásicos.

A estrutura que será explorada aqui é a da Fig. 4.1(b). Ela foi derivada da estrutura da Fig. 4.1(a) onde as três pontes H indicadas foram substituídas por um conversor trifásico convencional. As vantagens imediatas desta estrutura são o reduzido número de chaves, a redução do número de capacitores e as possibilidades de controle para os barramentos dos conversores trifásico e monofásicos que compõem a estrutura (Weng et al., 2007), (Wen e Smedley, 2008). Existe, entretanto, uma diminuição do número de níveis da tensão de saída do conversor.

Neste capítulo serão abordados os seguintes aspectos da estrutura da Fig. 4.1(b), quais sejam: *i*) o modelo dinâmico do sistema, *ii*) estratégia PWM, *iii*) estratégia de controle (que

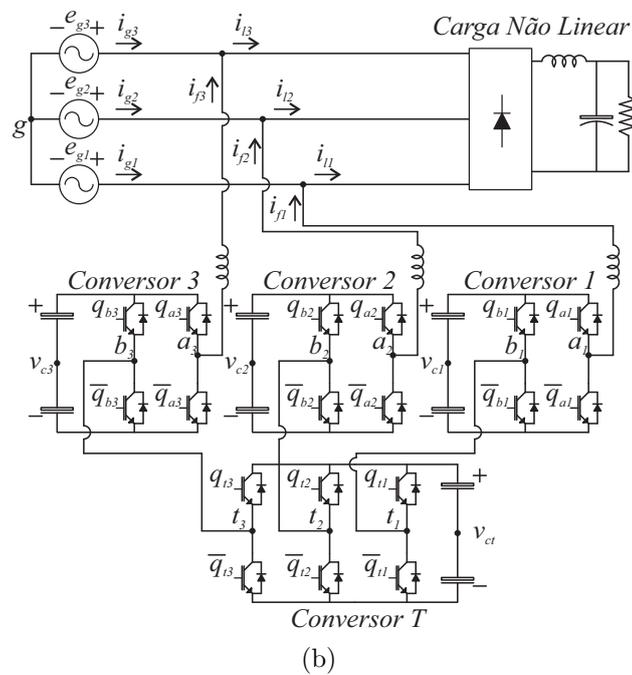
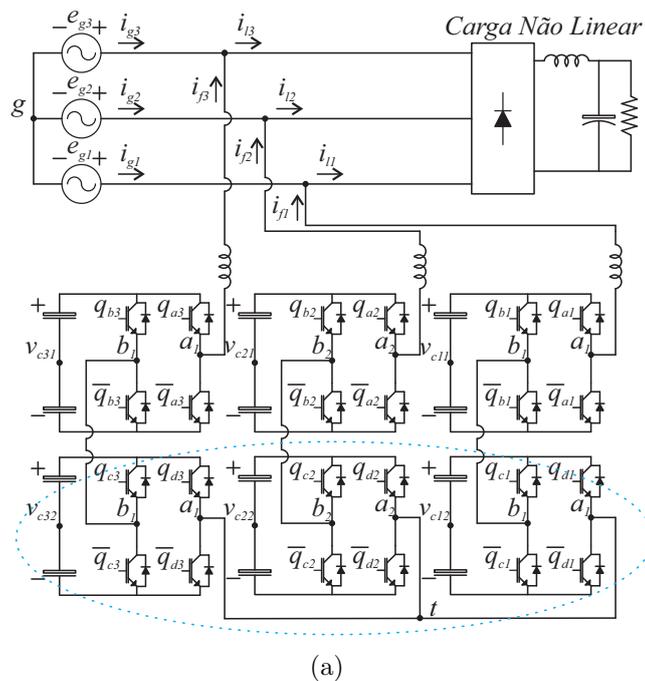


Figura 4.1: Circuitos de potência das Configurações estudadas: (a) configuração 6HB; (b) configuração 3HB1T.

tem por objetivo fazer com que a corrente da rede seja senoidal e em fase com a sua tensão) e *iv*) a relação entre a potência processada pelos conversores e a distorção harmônica total da corrente da rede.

## 4.2 Modelo do sistema

A estrutura da configuração 3HB1T é composta de três conversores monofásicos em ponte H e um conversor trifásico, com um total de 9 braços e 18 chaves de potência ( $q_{t1}$ ,  $q_{t2}$ ,  $q_{t3}$ ,  $q_{a1}$ ,  $q_{a2}$ ,  $q_{a3}$ ,  $q_{b1}$ ,  $q_{b2}$  e  $q_{b3}$  e suas complementares) mais quatro barramentos  $v_{c1}$ ,  $v_{c2}$ ,  $v_{c3}$  e  $v_{ct}$ , respectivamente, dos conversores 1, 2 e 3 e o conversor trifásico (conversor T). As equações que regem o funcionamento da estrutura são obtidas do circuito equivalente exposto na Fig. 4.2. Utilizando a lei de Kirchhoff das tensões e considerando o sistema equilibrado (ou seja

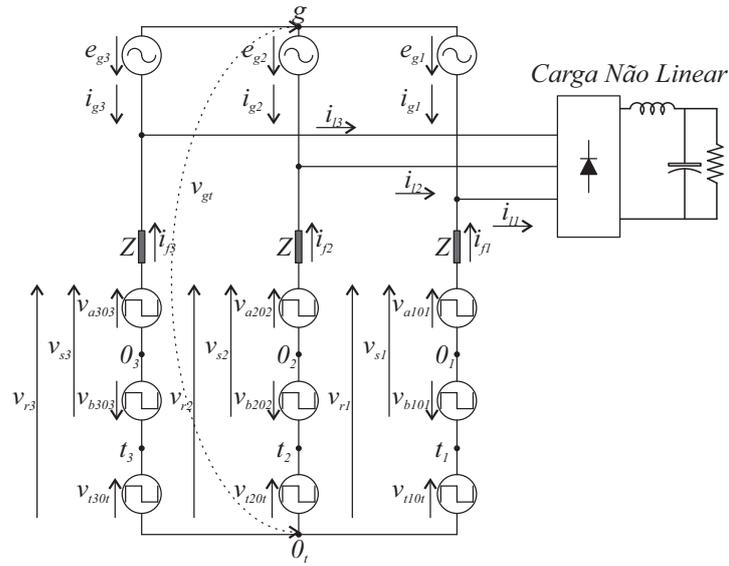


Figura 4.2: Circuito equivalente da configuração 3HB1T.

$z_1 = z_2 = z_3 = z$ , as seguintes equações podem ser escritas:

$$e_{g1} + z i_{f1} - v_{r1} + v_{g0t} = 0 \quad (4.1)$$

$$e_{g2} + z i_{f2} - v_{r2} + v_{g0t} = 0 \quad (4.2)$$

$$e_{g3} + z i_{f3} - v_{r3} + v_{g0t} = 0 \quad (4.3)$$

onde

$$v_{r1} = v_{a10_1} - v_{b10_1} + v_{t10_t} \quad (4.4)$$

$$v_{r2} = v_{a20_2} - v_{b20_2} + v_{t20_t} \quad (4.5)$$

$$v_{r3} = v_{a30_3} - v_{b30_3} + v_{t30_t} \quad (4.6)$$

Lançando mão da lei de Kirchhoff das correntes, as seguintes equações são obtidas:

$$i_{g1} = i_{l1} - i_{f1} \quad (4.7)$$

$$i_{g2} = i_{l2} - i_{f2} \quad (4.8)$$

$$i_{g3} = i_{l3} - i_{f3} \quad (4.9)$$

$$\sum_{k=1}^3 i_{gk} = \sum_{k=1}^3 i_{lk} = \sum_{k=1}^3 i_{fk} = 0 \quad (4.10)$$

Nas equações (4.1)-(4.3)  $z = r_f + pl_f$  são as impedâncias de saída do conversor, com  $p = \frac{d}{dt}$ ,  $v_{g0_t}$  é a tensão entre o ponto neutro da rede trifásica ( $g$ ) e o ponto central do barramento do conversor trifásico  $0_t$ .

Como o sistema é considerado equilibrado, a tensão  $v_{g0_t}$  é definida por:

$$v_{g0_t} = \frac{\sum_{k=1}^3 v_{ak0_k} - \sum_{k=1}^3 v_{bk0_k} + \sum_{k=1}^3 v_{tk0_t}}{3} \quad (4.11)$$

### 4.3 Estratégia PWM

As tensões de polo do conversor em função dos estados de condução das chaves são definidas por:

$$v_{a10_1} = (2q_{a1} - 1) \frac{v_{c1}}{2} \quad (4.12)$$

$$v_{b10_1} = (2q_{b1} - 1) \frac{v_{c1}}{2} \quad (4.13)$$

$$v_{a20_2} = (2q_{a2} - 1) \frac{v_{c2}}{2} \quad (4.14)$$

$$v_{b20_2} = (2q_{b2} - 1) \frac{v_{c2}}{2} \quad (4.15)$$

$$v_{a30_3} = (2q_{a3} - 1) \frac{v_{c3}}{2} \quad (4.16)$$

$$v_{b30_3} = (2q_{b3} - 1) \frac{v_{c3}}{2} \quad (4.17)$$

$$v_{t10_t} = (2q_{t1} - 1) \frac{v_{ct}}{2} \quad (4.18)$$

$$v_{t20_t} = (2q_{t2} - 1) \frac{v_{ct}}{2} \quad (4.19)$$

$$v_{t30_t} = (2q_{t3} - 1) \frac{v_{ct}}{2} \quad (4.20)$$

As tensões fornecidas pelos controladores são:

$$v_{g1}^* = v_{r1}^* - v_{g0_t}^* \quad (4.21)$$

$$v_{g2}^* = v_{r2}^* - v_{g0_t}^* \quad (4.22)$$

Como existem nove tensões de polo e somente duas tensões fornecidas pelos controladores, sete variáveis auxiliares são inseridas e definidas da seguinte maneira:

$$v_{gt}^* = \frac{1}{3} \sum_{j=1}^3 v_{aj0_j}^* - \frac{1}{3} \sum_{j=1}^3 v_{bj0_j}^* + \frac{1}{3} \sum_{j=1}^3 v_{tj0_t}^* \quad (4.23)$$

$$v_{xr1}^* = \frac{v_{a10_1}^* + v_{b10_1}^* + v_{t10_t}^*}{2} \quad (4.24)$$

$$v_{xr2}^* = \frac{v_{a10_2}^* + v_{b10_2}^* + v_{t20_t}^*}{2} \quad (4.25)$$

$$v_{xr3}^* = \frac{v_{a30_3}^* + v_{b30_3}^* + v_{t30_t}^*}{2} \quad (4.26)$$

$$v_{xs1}^* = \frac{v_{a10_1}^* + v_{b10_1}^*}{2} \quad (4.27)$$

$$v_{xs2}^* = \frac{v_{a20_2}^* + v_{b20_2}^*}{2} \quad (4.28)$$

$$v_{xs3}^* = \frac{v_{a30_3}^* + v_{b30_3}^*}{2} \quad (4.29)$$

O problema de como determinar as tensões de polo de referência em função das referências fornecidas pelos controladores  $v_{g1}^*$ ,  $v_{g2}^*$  está quase resolvido. Mas ainda é necessário escolher também as variáveis auxiliares  $v_{gt}^*$ ,  $v_{xr1}^*$ ,  $v_{xr2}^*$ ,  $v_{xr3}^*$ ,  $v_{xs1}^*$ ,  $v_{xs2}^*$ ,  $v_{xs3}^*$ . A escolha é livre, desde que respeitados os limites das tensões de polo dos conversores, ou seja ( $\pm v_{c1}^*/2, \pm v_{c2}^*/2, \pm v_{c3}^*/2$  e  $\pm v_{ct}^*/2$ ). Com o propósito de resolver o problema de uma forma mais simples, uma solução particionada é apresentada a seguir.

Com o objetivo de simplificar o cálculo das variáveis auxiliares,  $v_{gt}^*$  necessita ser primeiro determinada. Introduzindo as variáveis  $v_{rj}^*$  (nas explicações que se seguirão ao cálculo particionado  $j = 1, 2, 3$ ), como mostrado no circuito equivalente na Fig. 4.2, tem-se:

$$v_{rj}^* = v_{aj0_j}^* - v_{bj0_j}^* + v_{tj0_t}^* \quad (4.30)$$

As tensões resultantes de saída do conversor (as quais correspondem as tensões fornecidas pelos controladores) podem ser expressas por:

$$v_{gj}^* = v_{rj}^* - v_{gt}^* \quad (4.31)$$

Resolvendo a equação (4.31) para  $v_{rj}^*$  a tensão  $v_{gt}^*$  deve ser escolhida de forma que:

$$v_{gtmin}^* \leq v_{gt}^* \leq v_{gtmax}^* \quad (4.32)$$

$$v_{gtmin}^* = -v_c^* - \frac{v_{ct}^*}{2} - v_{gmin}^* \quad (4.33)$$

$$v_{gtmax}^* = +v_c^* + \frac{v_{ct}^*}{2} - v_{gmax}^* \quad (4.34)$$

Com  $v_{gmax}^* = \max|v_g^*|$ ,  $v_{gmin}^* = \min|v_g^*|$ ,  $v_g^* = \{v_{g1}^*, v_{g2}^*, v_{g3}^*\}$  e  $v_c^*$  sendo igual a referência das tensões dos conversores monofásicos. Com  $v_{gt}^*$  calculado, as tensões  $v_{rj}^*$  são determinadas pela expressão (4.31). Uma vez que as tensões  $v_{rj}^*$  são expressas por (conferir na Fig. 4.2):

$$v_{rj}^* = v_{sj}^* + v_{tj0t}^* \quad (4.35)$$

As variáveis auxiliares  $v_{xrj}^*$  podem ser introduzidas de tal modo que:

$$v_{xrj}^* = \frac{v_{sj}^* - v_{tj0j}^*}{2} \quad (4.36)$$

Então as tensões de polo são dadas por:

$$v_{sj}^* = \frac{v_{rj}^*}{2} + v_{xrj}^* \quad (4.37)$$

$$-v_{tj0t}^* = -\frac{v_{rj}^*}{2} + v_{xrj}^* \quad (4.38)$$

Note que com a equação (4.38) as tensões de polo do conversor trifásico são determinadas. As tensões  $v_{xrj}^*$  devem ser escolhidas respeitando os limites das tensões dos conversores monofásicos e do conversor trifásico, ou seja:

$$v_{xrjmin}^{1*} = -v_{cj}^* - \frac{v_{rj}^*}{2} \quad (4.39)$$

$$v_{xrjmin}^{2*} = -\frac{v_{ct}^*}{2} + \frac{v_{rj}^*}{2} \quad (4.40)$$

$$v_{xrjmax}^{1*} = v_{cj}^* - \frac{v_{rj}^*}{2} \quad (4.41)$$

$$v_{xrjmax}^{2*} = \frac{v_{c2}^*}{2} + \frac{v_{rj}^*}{2} \quad (4.42)$$

Como as tensões  $v_{sj}^*$  são expressas por:

$$v_{sj}^* = v_{vaj0j}^* - v_{vbj0j}^* \quad (4.43)$$

As variáveis auxiliares podem ser introduzidas de tal forma que:

$$v_{xsj}^* = \frac{v_{vaj0j}^* + v_{vbj0j}^*}{2} \quad (4.44)$$

Resolvendo as equações (4.43)-(4.44) para  $v_{vaj0_j}^*$  e  $v_{vbj0_j}^*$  tem-se:

$$v_{aj0_j}^* = \frac{v_{sj}^*}{2} + v_{xsj}^* \quad (4.45)$$

$$v_{bj0_j}^* = -\frac{v_{sj}^*}{2} + v_{xsj}^* \quad (4.46)$$

Com as equações (4.45)-(4.46) as tensões de polo dos conversores 1, 2 e 3 estão determinadas. Com todas as referências das tensões de polo determinadas, a estratégia CB-PWM é utilizada para a obtenção dos pulsos de disparo e bloqueio das chaves dos conversores.

Deve ser lembrado que as variáveis auxiliares  $v_{xsj}^*$  devem ser escolhidas respeitando os limites das tensões de polo dos conversores monofásicos, ou seja:

$$v_{xsjmax}^* = \frac{v_{cj}^*}{2} - v_{mmax}^* \quad (4.47)$$

$$v_{xsjmin}^* = -\frac{v_{cj}^*}{2} - v_{mmin}^* \quad (4.48)$$

Com  $v_{cj}^*$  sendo as tensões de referência dos barramentos CC dos conversores monofásicos,  $v_{mmax}^* = \max|v_m^*|$ ,  $v_{mmin}^* = \min|v_m^*|$  e  $v_m^* = \{\frac{v_s^*}{2}, \frac{v_s^*}{2}\}$ . Para normalizar a escolha das variáveis auxiliares satisfazendo seus limites todas podem ser função do fator de distribuição de roda livre  $\mu^*$  ( $0 \leq \mu^* \leq 1$ ) (e.g.,  $v_{gt}^* \rightarrow \mu_{gt}^*$ ,  $v_{xrj}^* \rightarrow \mu_{xrj}^*$ ,  $v_{xsj}^* \rightarrow \mu_{xsj}^*$ ) como a seguir:

$$v_{gt}^* = \mu_{gt}^* v_{gtmax}^* + (1 - \mu_{gt}^*) v_{gtmin}^* \quad (4.49)$$

$$v_{xrj}^* = \mu_{xrj}^* v_{xrjmax}^* + (1 - \mu_{xrj}^*) v_{xrjmin}^* \quad (4.50)$$

$$v_{xsj}^* = \mu_{xsj}^* v_{xsjmax}^* + (1 - \mu_{xsj}^*) v_{xsjmin}^* \quad (4.51)$$

Para que os conversores trabalhem de uma forma simétrica  $\mu_{xrj}^*$  e  $\mu_{xsj}^*$  devem ser iguais ( $\mu_{xr1}^* = \mu_{xr2}^* = \mu_{xr3}^*$  e  $\mu_{xs1}^* = \mu_{xs2}^* = \mu_{xs3}^*$ ). Uma vez que as tensões nos capacitores devem ser controladas de forma independente, os fatores de distribuição  $\mu_{xrj}^*$  serão determinados por um controlador, conforme será explicado mais adiante. Deve ser observado aqui que a técnica CB-PWM não proporciona a melhor disposição dos níveis que o conversor pode oferecer na saída. Isso ocorre porque a técnica não seleciona as melhores configurações de estados das chaves para reprodução das referências.

## 4.4 Estratégia de controle

A Fig. 4.3 apresenta a estratégia de controle utilizada para o sistema.

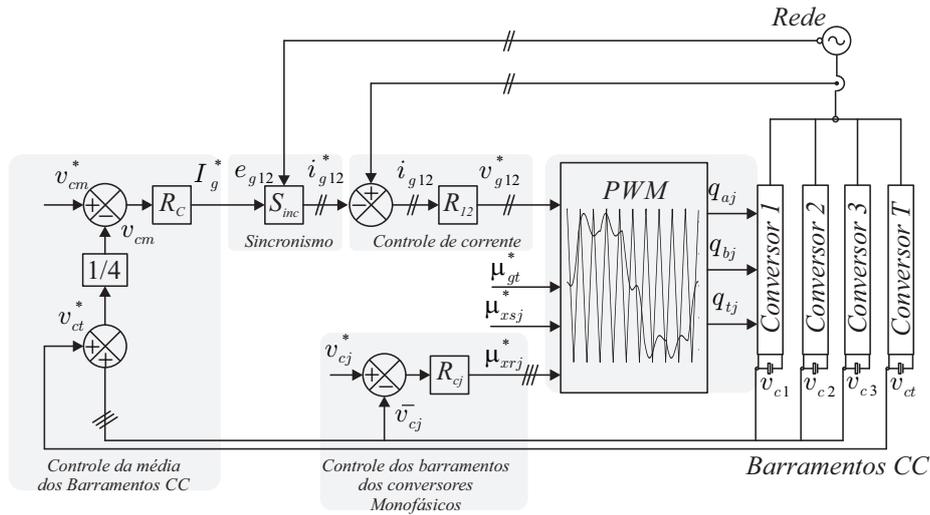


Figura 4.3: Diagrama de controle da configuração 3HB1T.

A tensão media dos barramentos  $[v_{cm} = (v_{c1} + v_{c2} + v_{c3} + v_{ct})/4]$  é controlada por meio de um controlador proporcional mais integral representado por  $R_C$ , cuja saída é a amplitude de referência para as correntes da rede do sistema  $I_g^*$ . As correntes instantâneas de referência da rede são  $i_{g1}^*$  e  $i_{g2}^*$  e sua obtenção é feita sincronizando  $I_g^*$  com as fases das tensões da rede  $e_{g1}$  e  $e_{g2}$  por meio do bloco  $S_{inc}$  no qual está embutido um algoritmo de sincronismo  $PLL$ . O controlador representado no bloco por  $R_{12}$  é do tipo proporcional integral modificado (PIM) e, após comparar  $i_{g1}^*$ ,  $i_{g2}^*$  com  $i_{g1}$  e  $i_{g2}$ , fornece as tensões de fase totais de referência as quais são entradas do bloco  $PWM$ . A fim de controlar independentemente as tensões dos conversores monofásicos  $v_{c1}$ ,  $v_{c2}$ ,  $v_{c3}$  os fatores de distribuição de roda livre  $\mu_{xrj}^*$  são determinados pelo controlador proporcional integral representado por  $R_{Cj}$ . A saída deste controlador deve ser processada para que a mesma não seja superior a 1 nem inferior a 0. As correntes dos conversores devem ser observadas, isso porque quando  $i_{fj} < 0$  a tensão no capacitor deve estar sendo carregada, por isso  $\mu_{xrj}^* = 1 - \mu_{xrj}^*$ . Caso a corrente  $i_{fj} > 0$ , o barramento CC (ou os barramentos CC) devem estar sendo descarregados por isso a saída do controlador  $R_{Cj}$  corresponderá exatamente a  $\mu_{xrj}^*$ . Observar que a tensão do barramento do conversor trifásico já é controlado de forma indireta por meio do controle da média. As variáveis auxiliares  $v_{xrj}^*$  são calculadas com  $\mu_{xrj}^*$ . A partir das tensões de referência, de  $\mu_{gt}^*$  e  $\mu_{xsj}^*$  o bloco PWM comanda o disparo e bloqueio das chaves ( $q_{aj}$ ,  $q_{bj}$  e  $q_{tj}$ ).

## 4.5 Potência processada pelos conversores e THD de corrente

As potências processadas pelos conversores 1, 2, 3 e T são, respectivamente:

$$p_1 = \frac{v_{r1}}{2}i_{f1} + v_{xr1}i_{f1} \quad (4.52)$$

$$p_2 = \frac{v_{r2}}{2}i_{f2} + v_{xr2}i_{f2} \quad (4.53)$$

$$p_3 = \frac{v_{r3}}{2}i_{f3} + v_{xr3}i_{f3} \quad (4.54)$$

$$p_T = \left(\frac{v_{r1}}{2}i_{f1} + \frac{v_{r2}}{2}i_{f2} + \frac{v_{r3}}{2}i_{f3}\right) - (v_{xr1}i_{f1} + v_{xr2}i_{f2} + v_{xr3}i_{f3}) \quad (4.55)$$

Observando as equações (4.52)-(4.55) nota-se que em todas as potências instantâneas existe a dependência das variáveis auxiliares  $v_{xr1}$ ,  $v_{xr2}$  e  $v_{xr3}$ . Estas tensões auxiliares e as correntes podem ser usadas para controlar a potência trocada pelos conversores monofásicos e o trifásico. Simulações em regime permanente (bem como resultados experimentais) mostram que para efetivamente controlar o sistema é necessário dividir igualmente a potência de compensação entre os conversores monofásicos e o conversor trifásico. Uma vez que as variáveis  $v_{xr1}$ ,  $v_{xr2}$  e  $v_{xr3}$  são funções dos fatores de roda livre  $\mu_{xr1}$ ,  $\mu_{xr2}$  e  $\mu_{xr3}$  foi executada uma análise da distribuição de potências entre os conversores, tal como mostrado na Fig. 4.4. O controlador das tensões dos barramentos CC dos conversores monofásicos pode, desta forma, intercambiar as potências entre esses conversores e o conversor trifásico. Se, por exemplo, um dos conversores monofásicos estiver com uma tensão no barramento superior à sua referência, as variáveis  $\mu_{xrj}$  são usadas pelo controlador para descarregar este excesso de tensão para o conversor trifásico ou para outro conversor monofásico cuja tensão de barramento CC esteja abaixo de sua referência.

A Fig. 4.4 mostra todos os pontos das potências demandadas pelos conversores monofásicos ( $PSINGLF$ ) e pelo conversor trifásico ( $PTHREEF$ ) em função dos fatores  $\mu_{gt}^*$  e  $\mu_{xrj}^*$  na região linear. A diferença nas potências processadas ocorre por causa das oscilações de tensão nos barramentos CC dos conversores, quanto menor estas oscilações mais próximas da igualdade são as potências processadas por ambos os conversores (monofásicos e trifásico). Este cenário ocorre (as potências processadas sendo iguais), como mostrado, quando  $\mu_{xrj}^* = 0,5$  para qualquer valor de  $\mu_{gt}^*$ .

Existe, portanto, uma relação de compromisso a ser observada entre as potências pro-

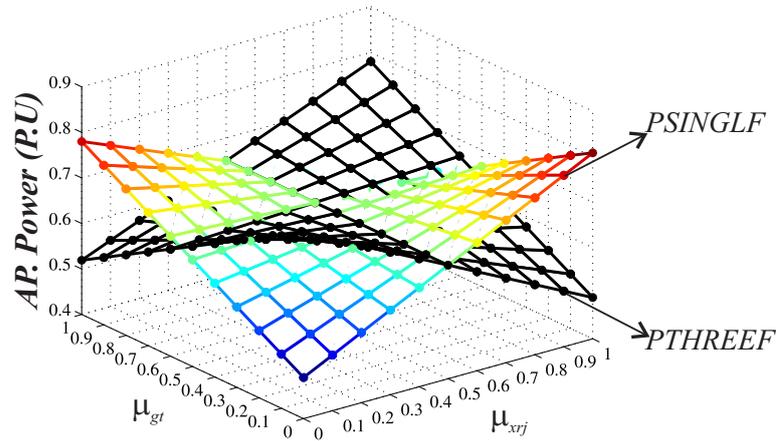


Figura 4.4: Potências processadas pelos conversores da configuração 3HB1T.

cessadas pelos conversores e a THD da corrente da rede. Para percebê-la, é necessário ver o cenário onde há a mesma variação entre  $\mu_{gt}^*$  e  $\mu_{xrj}^*$  mas correlacionando-as com a distorção harmônica total da corrente da rede. Na Fig. 4.5 são mostrados todos os pontos destas variações entre os fatores de roda livre e a THD calculada da corrente da rede.

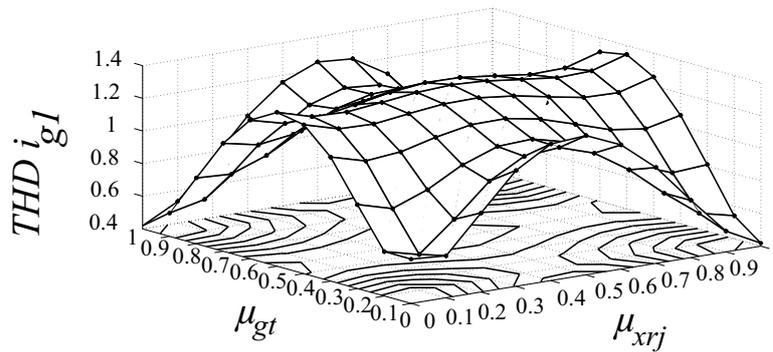


Figura 4.5: THD da rede em função de  $\mu_{gt}^* \times \mu_{xrj}^*$ .

Na Fig. 4.5 é possível observar que os pontos onde existem as melhores distorções harmônicas da corrente da rede com  $\mu_{xrj}^* = 0,5$  são aqueles onde  $\mu_{gt}^*$  varia de 0,7 a 1 ou quando  $\mu_{gt}^*$  varia de 0 a 0,3. Portanto, a relação de compromisso existe e reside na fixação de  $\mu_{gt}^*$  nas faixas de valores nos quais proporcionam as melhores distorções harmônicas da corrente da rede quando a configuração 3HB1T atua como filtro ativo.

## 4.6 Resultados de simulação

Os resultados de simulação da configuração 3HB1T tiveram por base os seguintes parâmetros:

- a) Indutância de filtro no valor de 7,1 mH;
- b) Corrente da carga com THD de 28,8%;
- c) Fator de potência da carga em 0,82 atrasado;
- d) Referência da tensão do Barramento CC do conversor de trifásico de 110 V;
- e) Referência da tensão dos barramentos CC dos conversores monofásicos em 110 V;

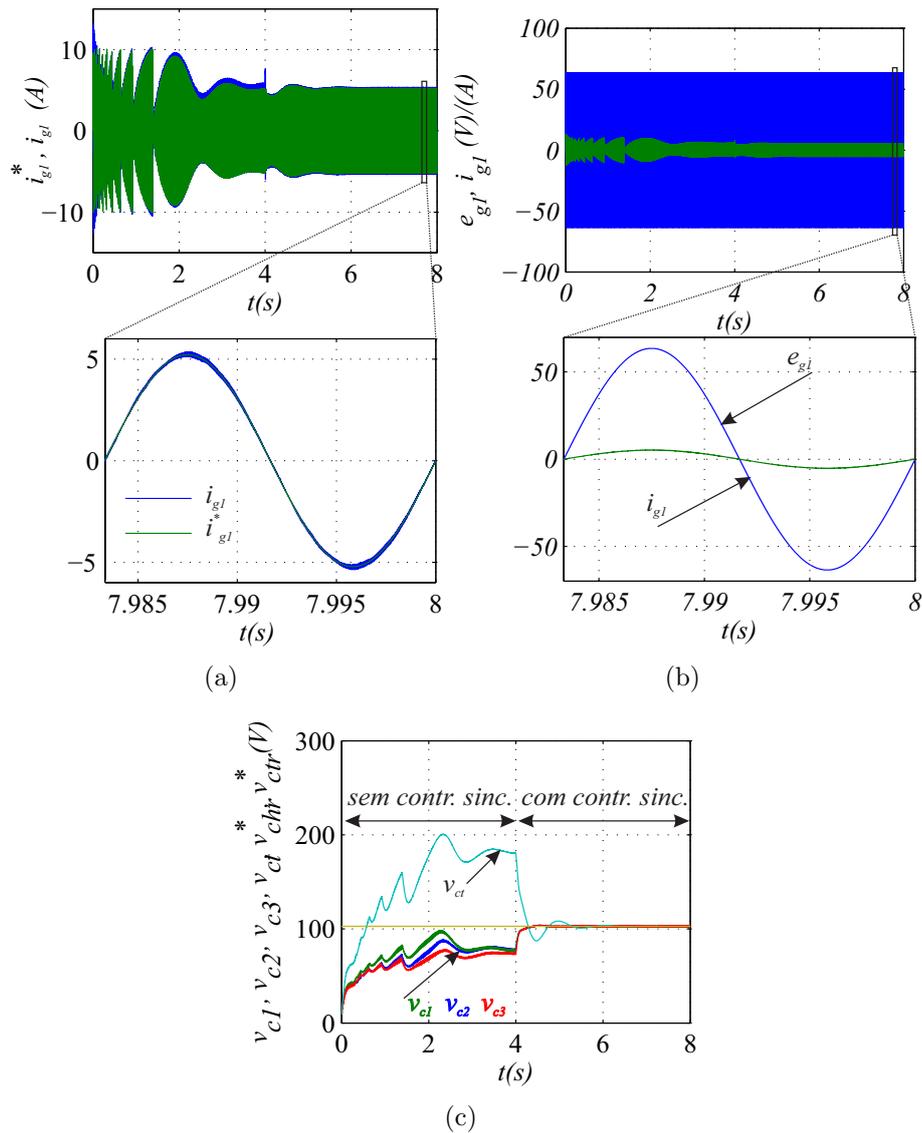


Figura 4.6: Resultados de simulação da Configuração 3HB1T: (a) corrente da rede e sua referência  $i_{g1}^*$  e  $i_{g1}$  na fase 1; (b) tensão e corrente da rede  $e_{g1}$  e  $i_{g1}$  também para a fase 1; (c) dinâmica do carregamento dos capacitores dos barramentos monofásicos  $v_{c1}$ ,  $v_{c2}$  e  $v_{c3}$  e do trifásico  $v_{ct}$ .

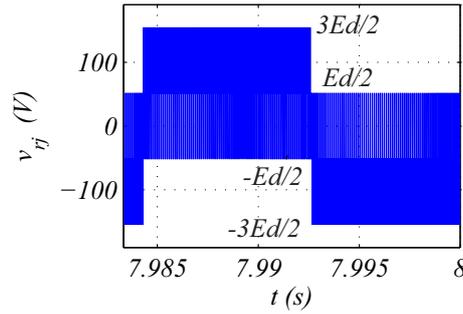


Figura 4.7: Número de níveis da tensão de saída da Configuração 3HB1T.

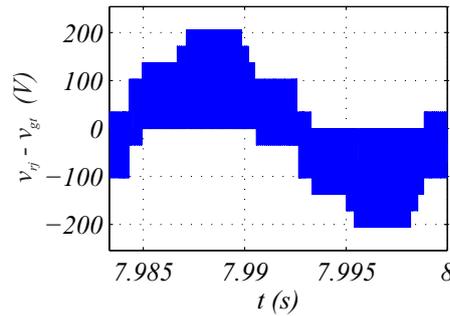


Figura 4.8: Número de níveis da tensão de saída da Conf. 3HB1T levando em consideração a diferença de tensão entre o neutro da rede ( $g$ ) e o ponto central do barramento do conversor trifásico ( $v_{0t}$ ).

Na Fig. 4.6 são mostradas as correntes de referência e lidas da rede na fase 1  $i_{g1}^*$  e  $i_{g1}$  [Fig. 4.6(a)], a corrente e a tensão  $e_{g1}$  da rede na fase 1 na [Fig. 4.6(b)] e a dinâmica dos barramentos dos conversores monofásico e trifásico na [Fig. 4.6(c)].

Para ver o comportamento do sistema no transitório, a simulação foi dividida em duas partes: a primeira onde o controle das tensões dos barramentos dos conversores era feito somente pela média (com a imposição de  $\mu_{xr1} = \mu_{xr2} = \mu_{xr3} = 0,5$ ) e a segunda, à partir da metade do tempo de simulação (4 segundos) foi iniciado o controle dos fatores de distribuição vetorial  $\mu_{xr1}, \mu_{xr2}, \mu_{xr3}$  impondo a tensão dos barramentos dos conversores monofásicos e trifásico com a mesma referência (110 V). Com o controle sincronizado, as tensões rapidamente chegam na referência com o mínimo de *overshoot*.

Quando a tensão nos barramentos CC dos conversores monofásicos é igual à tensão no barramento do conversor trifásico, o número de níveis na tensão de saída é igual a 4 (desde que o índice de modulação da estrutura seja alto (Tolbert et al., 2000), conforme pode ser observado na Fig. 4.7. Note que os níveis não estão claramente definidos, havendo transições tanto entre níveis próximos quanto entre níveis distantes, isso é prejudicial para as chaves

uma vez que o  $dv/dt$  aumenta. O mesmo ocorre para as tensões  $v_{gj}$ , tal como mostrado na Fig. 4.8.

## 4.7 Resultados experimentais

Nas Figs.4.9(a)-(d) são mostradas as curvas obtidas nos resultados experimentais da Configuração 3HB1T. A montagem do experimento está mostrada no anexo V. A carga não

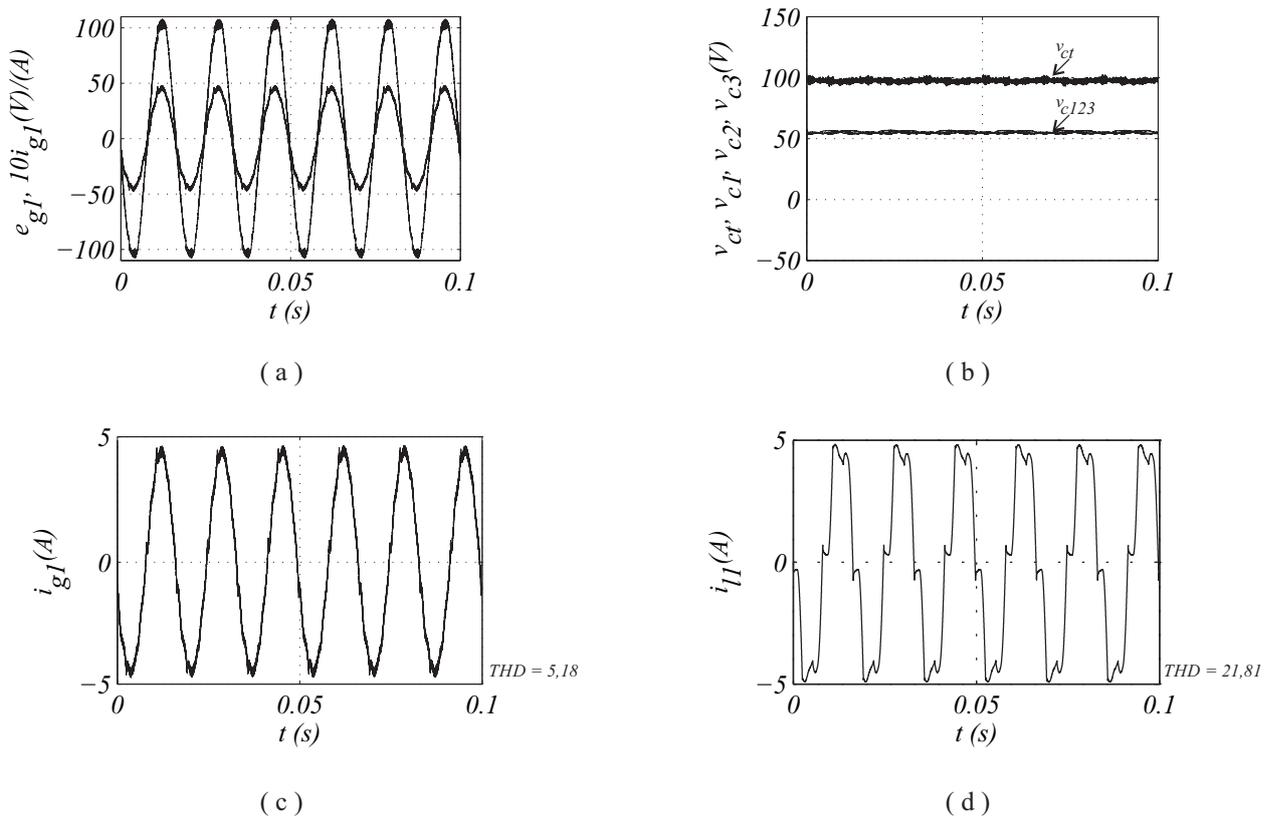


Figura 4.9: Curvas dos resultados experimentais para a Configuração 3HB1T. (a): tensão  $e_{g1} - i_{g1}$ , (b) tensões no barramento CC do conversor trifásico  $v_{ct}$  e nos conversores monofásicos  $v_{c1}, v_{c2}$  e  $v_{c3}$  (c) corrente da rede  $i_{g1}$  e (d) corrente da carga  $i_{l1}$

linear é composta por um conjunto de três indutores de 4 mH conectados na entrada de um retificador trifásico não controlado, alimentando uma carga RL na sua saída (7 mH e uma resistência de 50  $\Omega$  e 250 W).

Na Fig. 4.9(a) são mostradas a tensão e a corrente da rede (fase 1), onde é perceptível que ambos os sinais estão em fase. Para mostrar a validação da estratégia de controle para o balanceamento dos capacitores, na Fig. 4.9 são mostradas as tensões dos barramentos CC

dos conversores monofásicos ( $v_{c123}$ ) e do conversor trifásico ( $v_{ct}$ ) quando o regime permanente foi atingido. A referência de tensão para a tensão do barramento CC do conversor trifásico foi 97 V enquanto que a referência de tensão para os conversores monofásicos foi de 55 V.

## 4.8 Conclusões

Neste capítulo foi apresentada a estrutura multinível denominada configuração 3HB1T. Esta estrutura atua neste trabalho como filtro ativo. Ela é derivada de uma outra estrutura multinível em cascata denominada configuração 6HB. A primeira vantagem da estrutura está no menor número de chaves que ela utiliza, proporcionando menores perdas do sistema. Foram analisadas o modelo e a quantificação de níveis em função dos estados das chaves por fase do conversor. Se as tensões dos barramentos CC dos conversores monofásicos e trifásicos forem iguais a estrutura possui 4 níveis de saída nas tensões de fase e 7 níveis nas tensões de linha. Foi mostrada a estratégia CB-PWM utilizada para controlar os gatilhos das chaves da estrutura. Nesta estratégia foi possível observar a relação entre as potências trocadas pelos conversores monofásicos e trifásico. Esta relação entre as potências foi utilizada diretamente na regulação das tensões dos barramentos dos conversores monofásicos. Além disso, foi demonstrado que há uma relação de compromisso entre as potências processadas e a distorção harmônica total das correntes da rede. Para validar os conceitos discutidos neste capítulo, foram mostrados resultados experimentais com a Configuração 3HB1T.

# 5

## Filtro ativo multinível para sistemas a 3 fios - abordagem com 'Level-Shifted' PWM

### 5.1 Introdução

O objetivo deste capítulo é expor uma abordagem de regulação das tensões nos barramentos CC dos conversores monofásicos da configuração 3HB1T utilizando a técnica '*Level-Shifted*' PWM. Essa abordagem é interessante pois possibilita melhorar o número de níveis da tensão de saída do conversor, com reflexos positivos em alguns índices de qualidade do mesmo (como THD de corrente da rede e WTHD das tensões de saída). Um dos desafios em estruturas interconectadas é a regulação da tensão do barramento CC em aplicações onde fontes de tensão CC separadas não são necessárias, uma delas é justamente em filtros ativos, objeto de estudo desta tese.

No capítulo anterior foi analisada uma estratégia de regulação da tensão do barramento CC dos conversores monofásicos utilizando a técnica de modulação CB-PWM, diversos trabalhos na literatura também mostram contribuições utilizando CB-PWM. Essas técnicas geralmente consistem na modificação das tensões de referência para o conversor (Zygmanski et al., 2011),(A. M. et al., 2013) inserindo componentes de forma a garantir a regulação das tensões dos conversores ou via controles on-off(de Alvarenga e Antenor Pomilio, 2014) para modificar os estados de chaveamento do conversor a depender do quão distante de suas

referências estes barramentos CC se encontrem. Utilizando técnicas PWM com portadoras equivalentes à abordagem vetorial podem ser citados trabalhos que deslocam as referências do conversor (Xu et al., 2015) para garantir o balanceamento ou, ainda, casos onde pelo menos um dos conversores possui uma fonte CC externa conectada ao barramento CC (Sepahvand et al., 2013). As estratégias de controle com fontes externas de tensão conectadas ao barramento CC garantem a energia necessária a ser enviada desse conversor (com fonte externa) aos demais, garantindo, assim, a regulação da tensão dos barramentos CC dos conversores com capacitores flutuantes.

## 5.2 Definição dos casos de análise

As análises seguintes são feitas considerando que a tensão de saída dos conversores monofásicos sejam definidas como  $v_{hj}$  e que a tensão de saída do conversor trifásico como  $v_t$ . A tensão de saída do conversor interconectado é definida como  $v_{cj} = v_{hj} + v_t$  ( $j = 1, 2, 3$ ). Os estados de saída dos conversores monofásicos são definidos de acordo com a Tabela 5.1 e do conversor trifásico de acordo com a Tabela 5.2.

Tabela 5.1: Estados e tensões de saída dos conversores monofásicos.

<b>Estado da Ponte H</b>	<b>Tensão de Saída</b>
$-1_h$	$-v_{hj}$
$0_h$	$0$
$+1_h$	$+v_{hj}$

Tabela 5.2: Estados e tensões de saída do conversor trifásico.

<b>Estado do Conversor Trifásico</b>	<b>Tensão de Saída</b>
$-1_T$	$-\frac{v_t}{2}$
$+1_T$	$+\frac{v_t}{2}$

Já é de conhecimento estabelecido (Vazquez et al., 2009) que diferentes relações de níveis de tensão nos barramentos CC em conversores cascata ou interconectados produzem quantidades distintas de níveis na tensão de saída em uma mesma estrutura de conversor. Serão analisadas três relações de tensões entre os barramentos CC dos conversores monofásicos e do conversor trifásico. Para ilustrar esses casos, as Tabelas 5.3 a 5.5 delimitam qual é o

número de níveis esperado na tensão de saída do conversor 3HB1T em função da variação das combinações de chaves por fase.

Tabela 5.3: Tensão de saída por fase do conversor 3HB1T assumindo tensões iguais nos barramentos CC do conversor trifásico e monofásicos  $v_{ct} = v_{ch}$ .

Tensão de saída da Ponte H	Tensão de saída do Conversor Trifásico	Tensão de saída do Conversor Interconectado $v_{abtj}$
$-1_h$	$-1_T$	$\frac{-3v_{cj}}{2}$
$0_h$	$-1_T$	$\frac{-v_{cj}}{2}$
$0_h$	$+1_T$	$\frac{-v_{cj}}{2}$
$0_h$	$+1_T$	$\frac{+v_{cj}}{2}$
$+1_h$	$-1_T$	$\frac{+v_{cj}}{2}$
$+1_h$	$+1_T$	$\frac{+3v_{cj}}{2}$

Na Fig. 5.1 é mostrada a reta de níveis para o caso  $v_{ct} = v_{ch}$ , observar que os níveis de maior ( $+\frac{3v_{cj}}{2}$ ) e menor ( $-\frac{3v_{cj}}{2}$ ) tensões possuem uma única combinação de estados entre os conversores monofásicos e trifásico. As setas para cima e para baixo ao lado da combinação de estados indicam que eles podem ser utilizados no processo de carga (seta para cima) e descarga (seta para baixo) dos barramentos dos conversores em ponte H. O traço horizontal sobre alguns estados das pontes H indica que estes estados não possuem efeito na carga ou descarga dos barramentos CC dos conversores monofásicos. O mesmo princípio é igualmente aplicado aos demais casos explanados a seguir. As linhas em destaque na Tabela 5.3 são para indicar quais são os estados utilizados no esquema de regulação proposto, para as demais tabelas o destaque possui a mesma função.

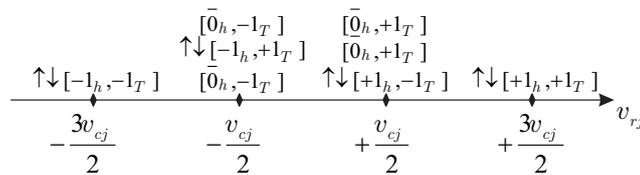


Figura 5.1: Reta de níveis para o caso  $v_{ct} = v_{ch}$  com todos os estados de chaveamento (por fase) que os originam.

Tabela 5.4: Tensão de saída por fase do conversor 3HB1T assumindo que a tensão no barramento CC do conversor trifásico é duas vezes a tensão nos barramento CC dos conversores monofásicos  $v_{ct} = 2v_{ch}$

Tensão de saída da Ponte H	Tensão de saída do Conversor Trifásico	Tensão de saída do Conversor Interconectado $v_{abtj}$
$-1_h$	$-1_T$	$-2v_{cj}$
$0_h$	$-1_T$	$-v_{cj}$
$+1_h$	$-1_T$	$0$
$-1_h$	$+1_T$	$0$
$0_h$	$+1_T$	$+v_{cj}$
$+1_h$	$+1_T$	$+2v_{cj}$

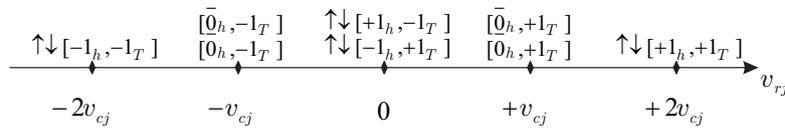


Figura 5.2: Reta de níveis para o caso  $v_{ct} = 2v_{ch}$  com todos os estados de chaveamento (por fase) que os originam.

Na Fig. 5.2 é mostrada a reta de níveis para o caso  $v_{ct} = 2v_{ch}$ . O número de estados de chaveamento que produzem os níveis intermediários, entre os extremos ( $+2v_{cj}$  e  $-2v_{cj}$ ), diminui se comparado com o primeiro caso analisado.

Tabela 5.5: Tensão de saída por fase do conversor 3HB1T assumindo que a tensão no barramento CC do conversor trifásico é três vezes a tensão nos barramento CC dos conversores monofásicos  $v_{ct} = 3v_{ch}$

Tensão de saída da Ponte H	Tensão de saída do Conversor Trifásico	Tensão de saída do Conversor Interconectado $v_{abtj}$
$-1_h$	$-1_T$	$-\frac{5v_{cj}}{2}$
$0_h$	$-1_T$	$-\frac{3v_{cj}}{2}$
$+1_h$	$-1_T$	$-\frac{v_{cj}}{2}$
$-1_h$	$+1_T$	$+\frac{v_{cj}}{2}$
$0_h$	$+1_T$	$+\frac{3v_{cj}}{2}$
$+1_h$	$+1_T$	$+\frac{5v_{cj}}{2}$

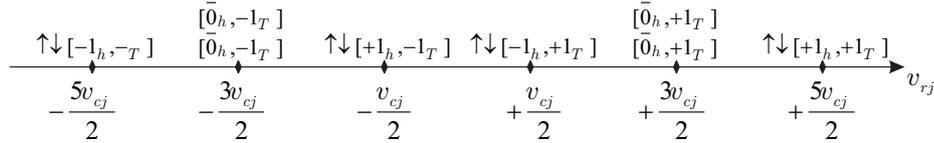


Figura 5.3: Reta de níveis para o caso  $v_{ct} = 3v_{ch}$  com todos os estados de chaveamento (por fase) que os originam.

Pelo exposto nas Tabelas 5.3, 5.4 e 5.5 quando  $v_{ct} = v_{ch}$  o conversor fornece 4 níveis na saída, quando  $v_{ct} = 2v_{ch}$  fornece 5 e quando  $v_{ct} = 3v_{ch}$  o conversor fornece seis. Daqui em diante, as relações entre as tensões nos barramentos CC dos conversores serão chamadas de caso  $v_{ct} = v_{ch}$ , caso  $v_{ct} = 2v_{ch}$  e caso  $v_{ct} = 3v_{ch}$ .

### 5.3 Estratégia PWM

Quando a estratégia 'Level-Shifted' PWM é utilizada o PWM da estrutura é simplificado. Analisando o modelo em destaque para uma fase, é possível obter as relações definidas nas equações (5.1)-(5.3).

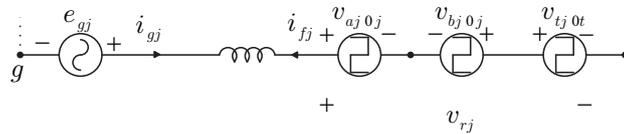


Figura 5.4: Circuito equivalente por fase da configuração 3HB1T.

$$v_{r1}^* = v_{g1}^* + v_{gt}^* \tag{5.1}$$

$$v_{r2}^* = v_{g2}^* + v_{gt}^* \tag{5.2}$$

$$v_{r3}^* = v_{g3}^* + v_{gt}^* \tag{5.3}$$

Com  $v_{rj}^*, j = 1, 2, 3$  tendo as mesmas relações entre as tensões de referência de pólo discutidas no capítulo anterior. As tensões  $v_{gj}^*$  são fornecidas pelos controladores de corrente. Como o sistema é balanceado, os controladores de corrente fornecerão apenas duas tensões. Por esse motivo, a variável auxiliar  $v_{gt}^*$  foi incluída nas expressões (5.1)-(5.3) para complementar o modelo do sistema. A variável auxiliar  $v_x^*$  pode ser função do fator de distribuição

vetorial  $\mu_x^*$  de acordo com (5.4).

$$v_{gt}^* = \mu_{gt}^* v_{max}^* + (1 - \mu_{gt}^*) v_{min}^* \tag{5.4}$$

onde  $v_{max}^* = (v_{hj}^* + \frac{v_{ct}^*}{2}) - \max\{v_{g1}^*, v_{g2}^*, v_{g3}^*\}$  e  $v_{min}^* = -(v_{hj}^* + \frac{v_{ct}^*}{2}) - \min\{v_{g1}^*, v_{g2}^*, v_{g3}^*\}$ .

Quando  $\mu_{gt}^* = 1$  ou  $\mu_{gt}^* = 0$  as tensões  $v_{rj}^*$  são grampeadas nos valores máximos ou mínimos, respectivamente. As tensões de referência são comparadas com portadoras triangulares dispostas em níveis de acordo com a relação das tensões nos barramentos CC (casos  $v_{ct} = v_h$ ,  $v_{ct} = 2v_h$  e  $v_{ct} = 3v_h$ ). Consoante (Lai e Peng, 1996) o número de portadoras dispostas em níveis é expresso pela relação (5.5)

$$T = (N - 1) \tag{5.5}$$

onde  $T$  é igual ao número de portadoras necessárias e  $N$  corresponde ao número de níveis na tensão de saída do conversor. Do exposto, temos que para o caso  $v_{ct} = v_h$  são necessárias 3 portadoras, para o caso  $v_{ct} = 2v_h$  4 portadoras e para o caso  $v_{ct} = 3v_h$  5 portadoras triangulares.

### 5.4 Estratégia de controle proposta

A estratégia de controle discutida aqui possui duas partes. Uma é referente ao controle da tensão no barramento do conversor trifásico e das correntes da rede, a outra é a estratégia utilizada para regular a tensão dos barramentos CC dos conversores monofásicos. Na Fig. 5.5 é exibido o diagrama da estratégia de controle.

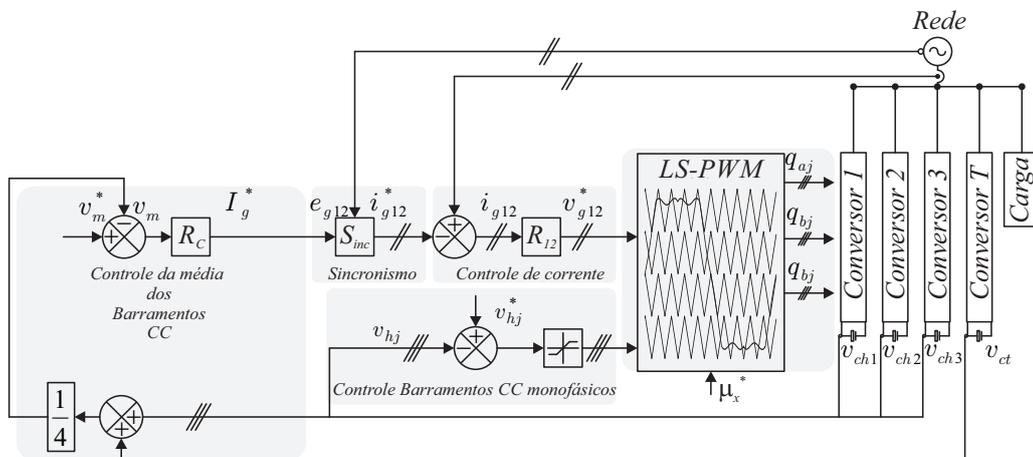


Figura 5.5: Diagrama de controle utilizado na configuração 3HB1T modulada por LS-PWM

A tensão média de referência de todos os barramentos CC dos conversores,  $v_m^*$  é comparada com a média das tensões lidas,  $v_m$ , do conversor interconectado. O erro obtido dessa comparação é a entrada do controlador proporcional mais integral,  $R_C$ , que produzirá a amplitude das correntes de referência da rede,  $I_g^*$ . Essa amplitude de corrente é sincronizada com as tensões da rede,  $e_{g12}$  para que as correntes senoidais de referência da rede,  $i_{g12}^*$ , sejam obtidas. Essas correntes de referência são, então, comparadas com as correntes lidas da rede,  $i_{g12}$ , para que o erro proveniente desta comparação sirva de entrada para o controlador PI modificado, representado no diagrama por  $R_{12}$ . O controlador PI modificado fornece as tensões de referência,  $v_{g12}^*$  para o LS-PWM.

A discussão do controle até aqui foi referente à primeira parte. A segunda parte é o controle dos barramentos CC dos conversores monofásicos. Isso é feito levando em consideração dois aspectos, quais sejam: a tensão de fase de referência e o sinal da corrente de fase do conversor. A tensão de referência por fase é utilizada para impor ou evitar alguns estados de chaveamento para que a tensão do barramento CC dos conversores monofásicos atinjam a sua referência, o sinal de corrente na fase do conversor é importante porque a seleção dos estados de chaveamento por fase que garantem a regulação de tensão depende do sentido da corrente.

Na Tabela 5.6 é mostrada a relação existente entre o sentido da corrente de um conversor em ponte H e a sua carga/descarga do barramento (Leon et al., 2009).

Tabela 5.6: Efeito dos estados de chaveamento sobre a tensão do barramento CC de uma ponte H

<b>Estado da Ponte H</b>	<b>Tensão de saída da Ponte H</b>	<b>Influência em <math>v_{hj}</math> com <math>i_{fj} &gt; 0</math></b>	<b>Influência em <math>v_{hj}</math> com <math>i_{fj} &lt; 0</math></b>
$-1_h$	$-v_{hj}$	↑	↓
$0_h$	0	—	—
$+1_h$	$+v_{hj}$	↓	↑

Conforme exposto na Tabela 5.6 cada um desses estados afeta o carregamento ou descarregamento da tensão do barramento CC a depender do sentido da corrente do conversor,  $i_{fj}$ . Por exemplo, na linha do estado  $-1_h$  se a corrente do conversor for maior que zero o seu efeito é de carregar o barramento CC, se for menor do que zero o seu efeito é de descarregar o barramento.

### 5.4.1 Estratégia de regulação para o caso $v_{ct} = v_{ch}$

Todos os esquemas de controle descritos a seguir têm por base a necessidade de identificar se  $v_{hj} < (1 - \Delta)v_{hj}^*$ , ou  $v_{hj} > (1 + \Delta)v_{hj}^*$ , ou  $(1 - \Delta)v_{hj}^* \leq v_{hj} \leq (1 + \Delta)v_{hj}^*$ , ou seja, se alguma tensão do barramento CC dos conversores monofásicos está abaixo de sua tolerância de controle  $\Delta$ , acima ou dentro da faixa admissível de distanciamento da tensão CC (o parâmetro  $\Delta$  é definido como uma porcentagem limite das tensões dos barramentos CC dos conversores monofásicos). Por exemplo, se alguma tensão estiver acima de sua referência o controle irá escolher qual (ou quais) o estado (ou estados) podem ser aplicados para descarregar os capacitores do conversor monofásico. Fazendo, desta forma, com que as tensões CC dos conversores monofásicos cheguem nas suas referências. Esta escolha de estados tem de considerar o sinal da corrente do conversor como mostrado nas Figs. 5.6(a)-5.6(b).

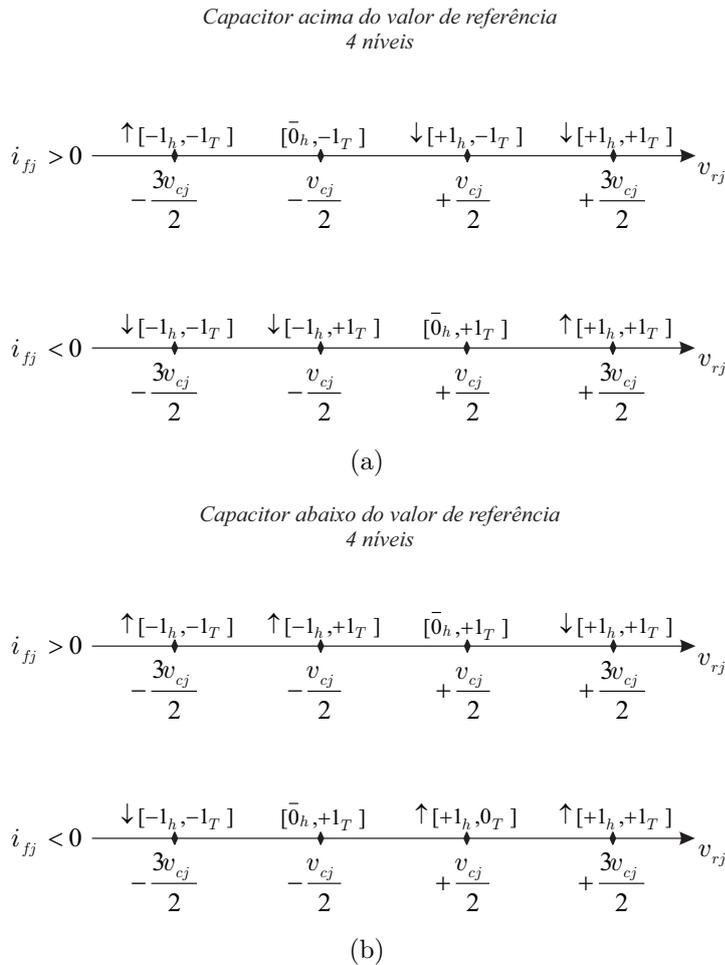


Figura 5.6: Retas de níveis por fase para o caso  $v_{ct} = v_{ch}$  com os seus respectivos efeitos sobre a carga ou descarga do capacitor (as legendas das figuras estão acima).

Devido à redundância de estados de chaveamento para cada um dos níveis por fase, não há impacto sobre os níveis da tensão de saída do conversor. Nas Figs. 5.6(a)-5.6(b) a seta para cima indica que aquele nível de tensão da saída do conversor  $v_{rj}$  associado ao (aos) estado (estados) de chaveamento produz um carregamento nos capacitores dos barramentos CC monofásicos. A seta para baixo indica uma tendência de descarga nos barramentos CC monofásicos.

#### 5.4.2 Estratégia de regulação para o caso $v_{ct} = 2v_{ch}$

Aqui a lógica de controle permanece a mesma que foi exposta para o caso anterior. Notar que é possível impor dois estados que compensarão a carga ou descarga excessiva dos barramentos CC dos conversores monofásicos. Por exemplo, na Fig. 5.7(a) se a tensão do barramento CC estiver acima de sua referência e considerando que  $i_{fj}$  é maior que zero os estados de chaveamento do conversor monofásico nos níveis 0 e  $2v_{cj}$  podem ser aplicados para fazer o descarregamento do capacitor [veja seta para baixo na Fig. 5.7(a)].

O mesmo princípio é aplicado para o caso onde a tensão do barramento CC está abaixo da sua referência, como mostrado na Fig. 5.7(b).

#### 5.4.3 Estratégia de regulação para o caso $v_{ct} = 3v_{ch}$

Para o caso  $v_{ct} = 3v_{ch}$  existem alguns níveis (e consequentemente estados de chaveamento) que prejudicam a estratégia de regulação se forem aplicados. Por exemplo, considerando novamente a tensão do barramento CC acima de sua referência. Notar que se todos os seis níveis possíveis na tensão de fase da saída forem usados, o processo de carga ou descarga dos capacitores ficará comprometido. Então, para impedir isso, um dos níveis deve ser evitado para garantir que a tensão do barramento CC atinja a sua referência. Em outras palavras, haverá perda de níveis na tensão de saída do conversor. O 'salto' dos níveis ocorre quando a tensão dos barramentos CC dos conversores está acima ou abaixo de sua referência. Para destacar quais níveis são evitados, uma seta dupla e um 'X' sobre o nível são colocados nas Figs. 5.8(a) e 5.8(b).

Observar que no caso  $v_{ct} = 3v_{ch}$ , o conversor passa a trabalhar com 5 níveis na tensão de saída nas situações de carga e descarga dos capacitores. Ao aplicar esta técnica de

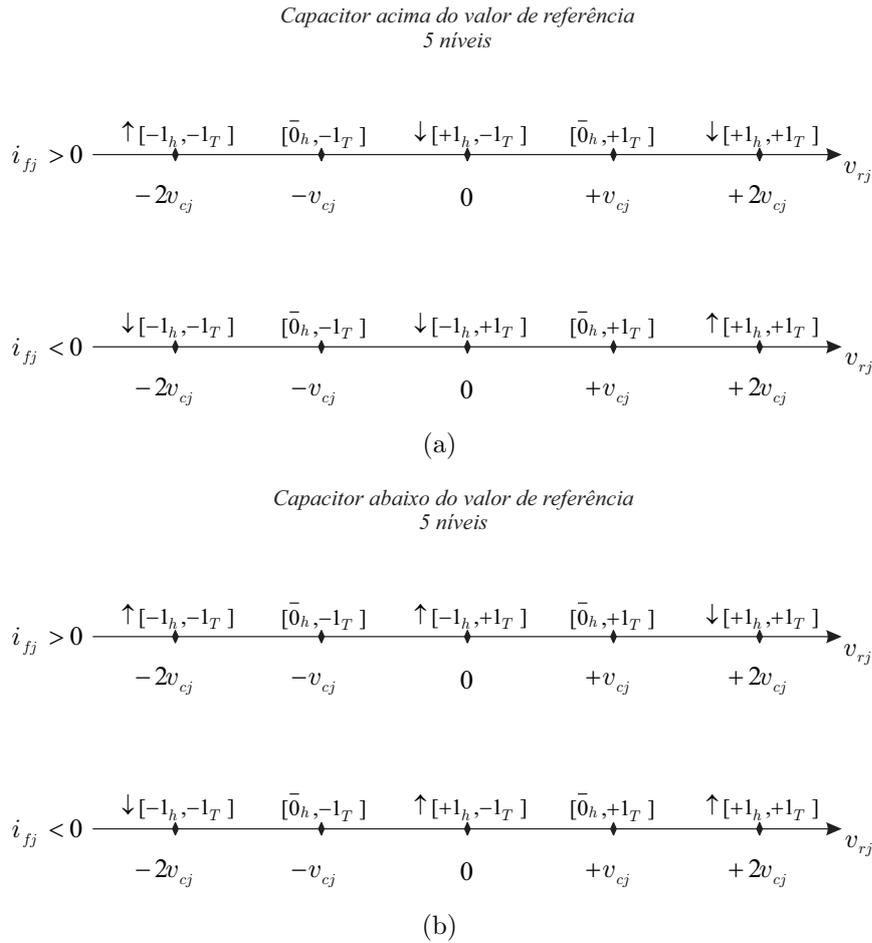


Figura 5.7: Retas de níveis por fase para o caso  $v_{ct} = 2v_{ch}$  com os seus respectivos efeitos sobre a carga ou descarga do capacitor.

regulação as tensões nos barramentos CC dos conversores monofásicos conseguem seguir a sua referência e, pelo controle da média, a tensão do barramento do conversor trifásico alcança a sua referência também. Em todas as estratégias de regulação discutidas acima, foi assumido que o controle atua de forma a impor um estado de chaveamento a depender do nível onde as referências das equações (5.1)-(5.3) está localizada na distribuição de portadoras dispostas em níveis. A imposição desses estados de chaveamento ocorre sempre que as tensões lidas nos barramentos CC estiverem fora de sua janela de tolerância  $\Delta$ . Esta janela de tolerância dita o quão próximo das referências os barramentos CC dos conversores monofásicos devem estar quando o sistema estiver trabalhando em regime permanente.

Para resumir a aplicação da estratégia de regulação das tensões nos barramentos CC proposta utilizando o 'Level-Shift' PWM, foi elaborado um fluxograma. Conforme mostrado na Fig. 5.9, dado o valor de  $v_{rj}^*$  fornecido à estratégia PWM verificar se as tensões  $v_{cj}^*$

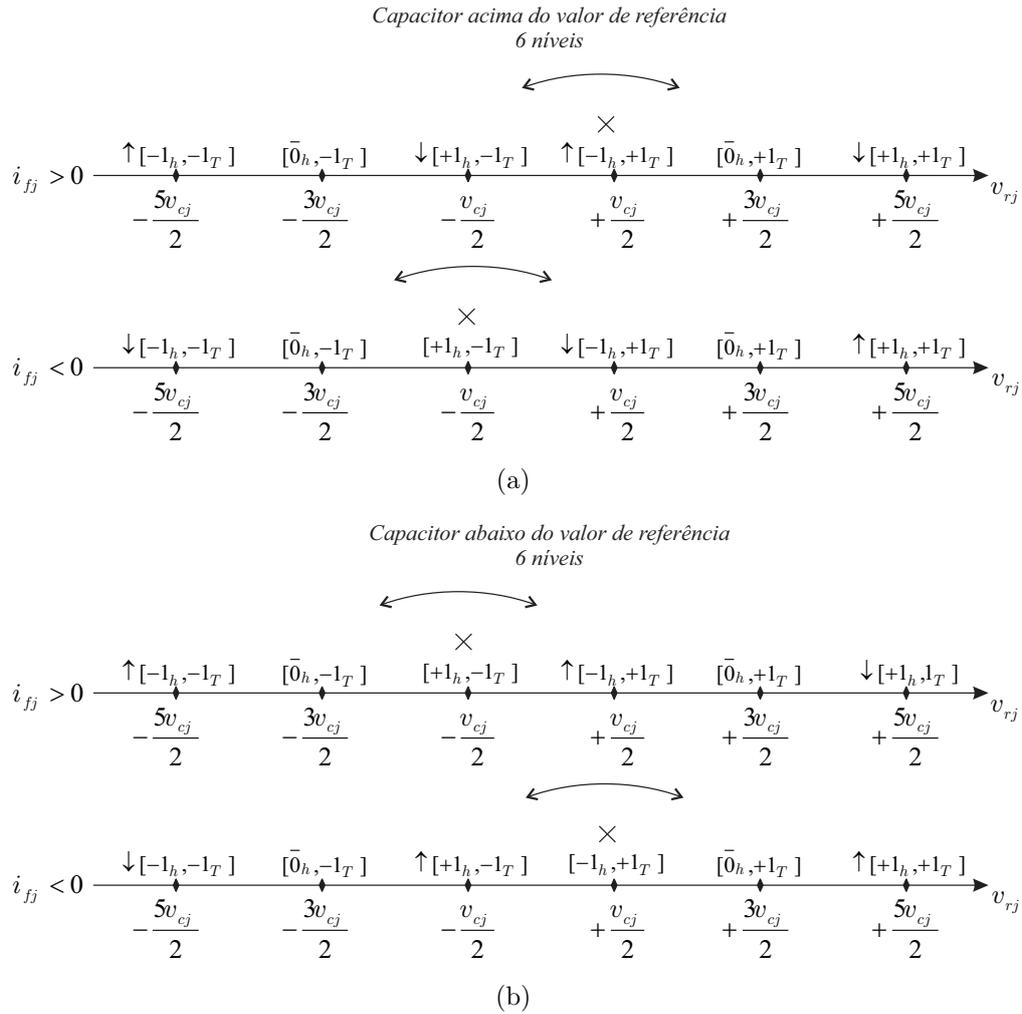


Figura 5.8: Diagrama de níveis por fase para o caso  $v_{ct} = 3v_{ch}$  em duas situações: quando a(s) tensão(ões) do(s) barramento(s) CC está(ão) acima de suas referências - figura superior - e quando a(s) tensão(ões) do(s) barramento(s) CC está(ão) abaixo de suas referências - figura inferior.

estão dentro do intervalo de valores aceitáveis, ou seja, as tensões nos barramentos CC são maiores que o mínimo valor permitido e menores que o máximo valor admitido ( $(1 - \Delta)v_{cj}^* \leq v_{cj} \leq (1 + \Delta)v_{cj}^*$ ). Se este teste for verdadeiro, aplique um estado padrão (um estado qualquer). Se não for verdadeiro, verifique se a tensão dos barramentos CC são maiores que o máximo valor permitido. Se for maior, verifique o sinal da corrente do filtro e, dependendo desse sinal, aplique estados de chaveamento que descarreguem as tensões nos barramentos CC do(s) conversor(es) monofásico(s) que está(ão) acima do valor de tensão permitido no barramento CC (na figura são os estados ED1 e ED2). Caso contrário, verifique o sinal da corrente do filtro e aplique estados de chaveamento que carregue(em) o(s) barramento(s) CC do(s) conversor(es) monofásico(s) que está(ão) abaixo do valor(es) permitido(s) no(s)

barramento(s) CC (na figura são os estados EC1 e EC2).

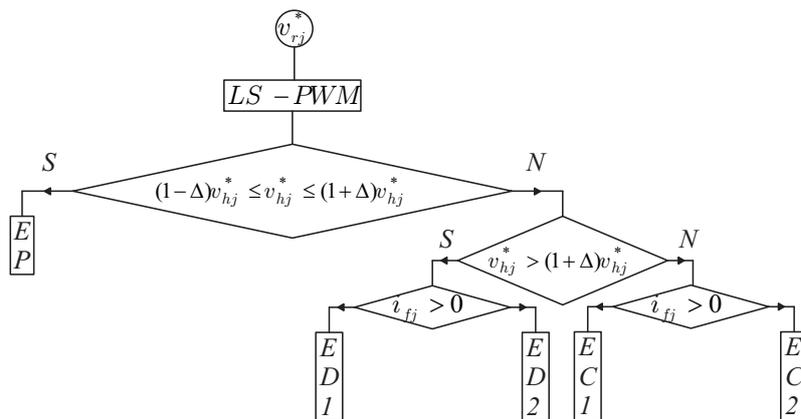


Figura 5.9: Fluxograma da estratégia proposta de regulação das tensões nos barramentos CC.

O processo aplicado para o caso  $v_{ct} = 3v_{ch}$  é diferente (por causa da necessidade de evitar níveis), por este motivo uma figura com um fluxograma apropriado para este caso é mostrado na Fig. 5.10.

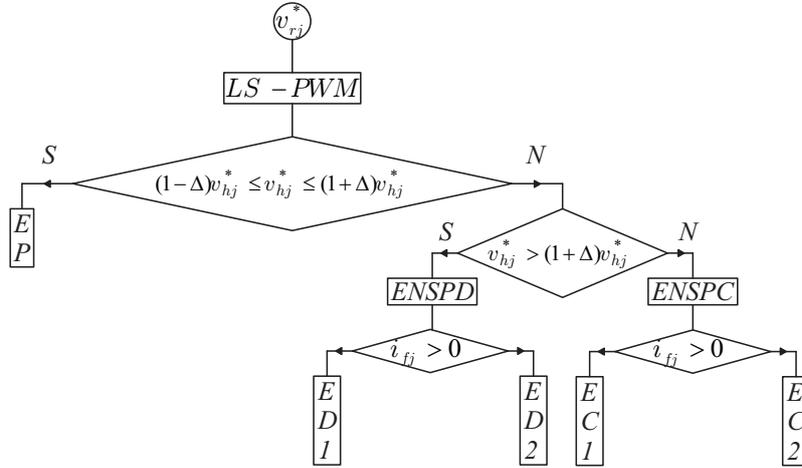


Figura 5.10: Fluxograma da estratégia proposta de regulação das tensões nos barramentos aplicada ao caso  $v_{ct} = 3v_{ch}$ .

Nesta figura estão incluídas as ações de evitar níveis proibidos na descarga (ENSPD) e de evitar níveis proibidos na carga (ENSPC), lembrando que estas duas ações são aplicáveis quando há a necessidade de descarregar os barramentos CC dos conversores quando a tensão de todos - ou de algum deles - estão acima de suas referências ou quando há a necessidade de carregar os barramentos CC dos conversores quando a tensão de todos - ou de algum deles - estiverem abaixo de suas referências. Quando a Fig. 5.10 é cuidadosamente observada, é perceptível que quando não há necessidade de carga ou descarga dos barramentos CC um estado padrão é aplicado.

## 5.5 Resultados de simulação

Os parâmetros de simulação para estes resultados foram os seguintes:

- a) THD da Corrente da Carga igual a 28,28 %;
- b) Fator de potência da carga 0,82 atrasado;
- c) Tensões do Barramento CC para o caso 1:  $v_{ct} = 151V$ ,  $v_{c123} = 151V$ ;
- d) Tensões do Barramento CC para o caso 2:  $v_{ct} = 226V$ ,  $v_{c123} = 113V$ ;

e) Tensões do Barramento CC para o caso 3:  $v_{ct} = 278V$ ,  $v_{c123} = 92,68V$ ;

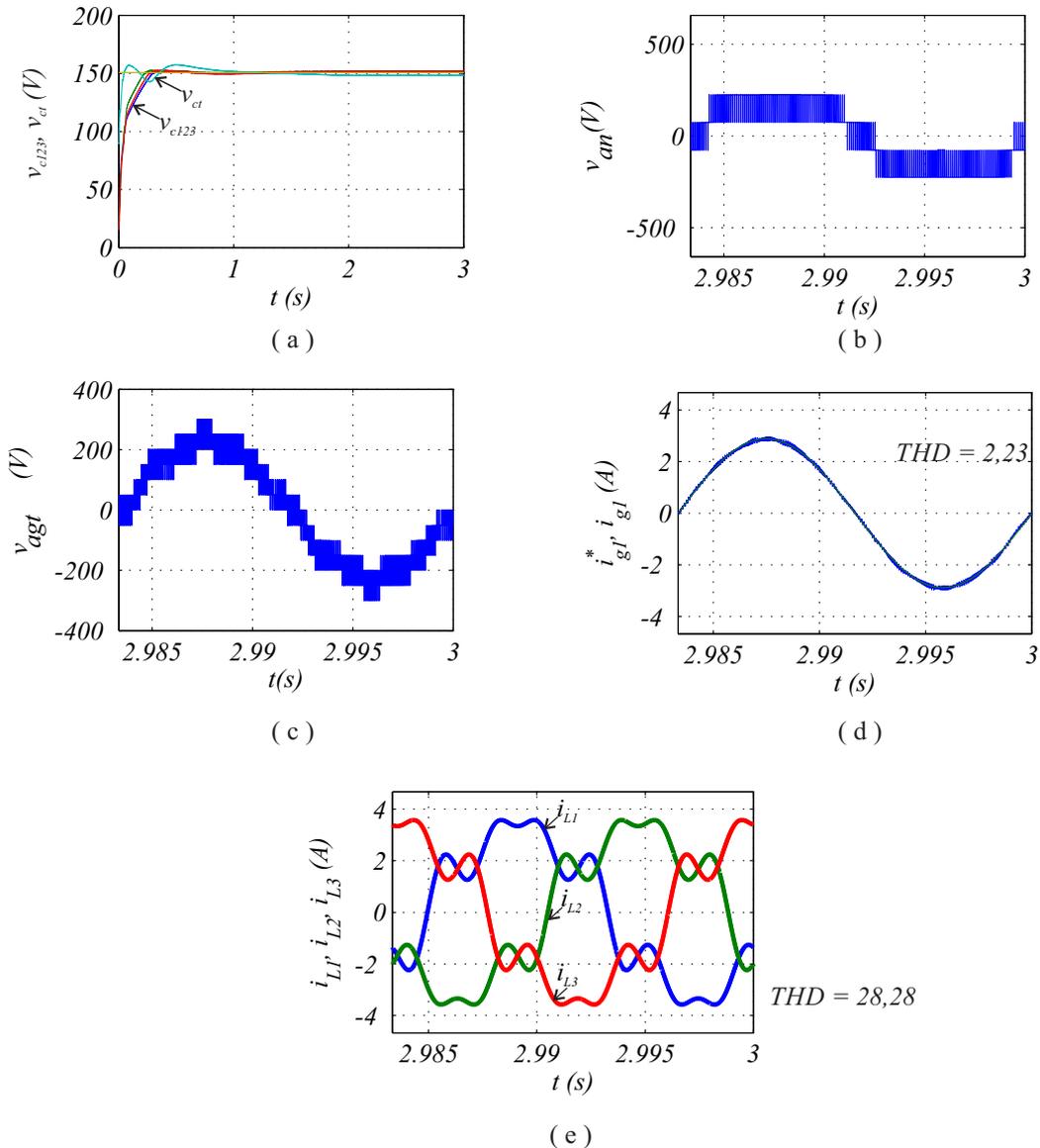


Figura 5.11: Resultados de simulação caso  $v_{ct} = v_{ch}$ : a) tensões dos barramentos CC; b) tensão de saída do conversor  $v_{an}$  para fase 1; c) tensão de fechamento de neutro  $v_{agt}$  para fase 1; d) corrente da rede  $i_{g1}$  e sua referência  $i_{g1}^*$ ; e) as correntes da carga  $i_{L123}$  todas as fases

Nas Figs. 5.11(a), 5.12(a), 5.13(a) a dinâmica do carregamento dos barramentos CC é mostrada para cada um dos casos de análise (1,2 e 3) demonstrando via simulação que o objetivo de controle foi atingido. Em todos o erro entre a tensão do barramento CC do conversor trifásico e sua referência é de menos de 5 %.

Para demonstrar a tensão de fase de saída dos conversores as Figs. 5.11(b), 5.12(b), 5.13(b) mostram as tensões de saída  $v_{an}$  dos conversores para a fase 1. Observar que nos

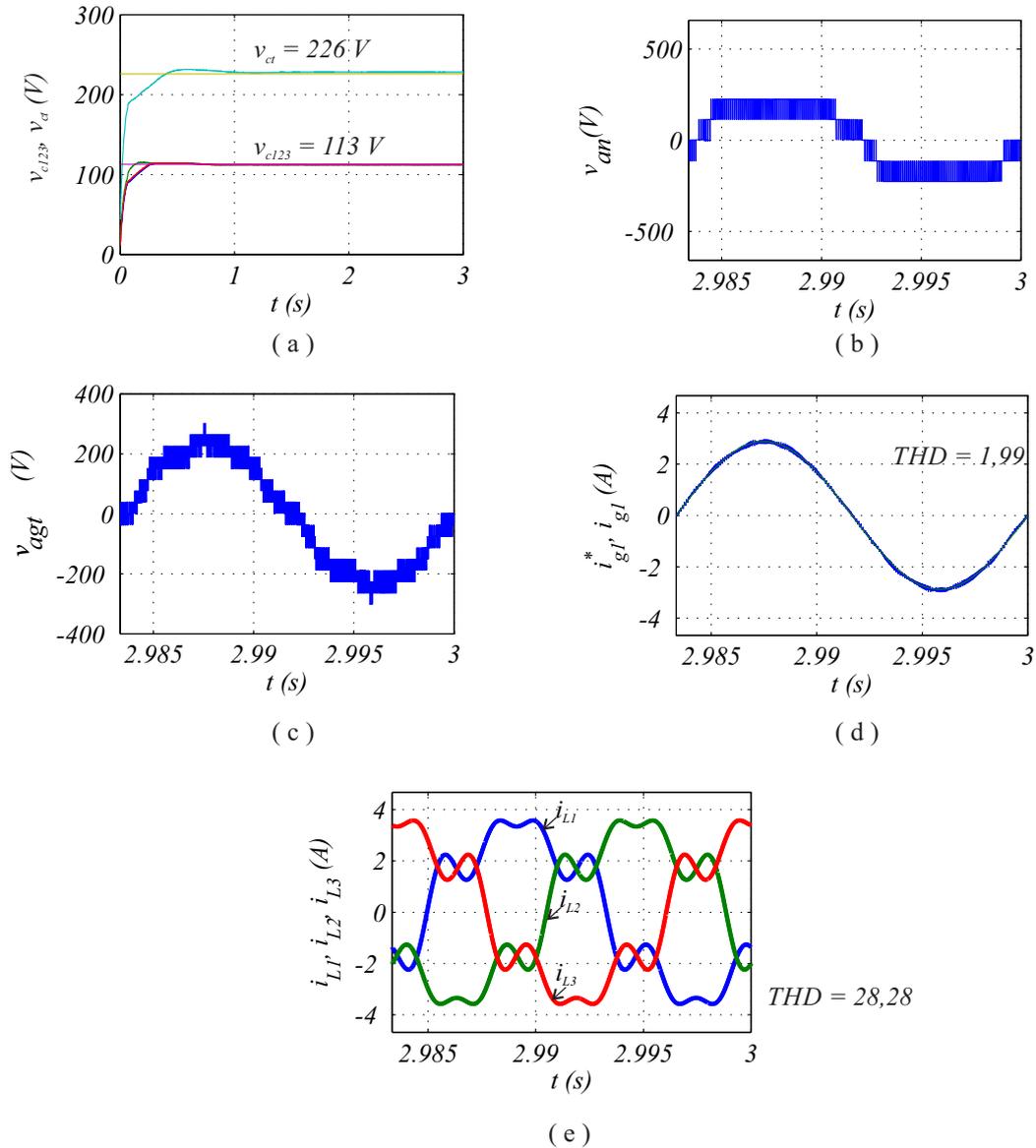


Figura 5.12: Resultados de simulação caso  $v_{ct} = 2v_{ch}$ : a) tensões dos barramentos CC; b) tensão de saída do conversor  $v_{an}$  para fase 1; c) tensão de fechamento de neutro  $v_{agt}$  para fase 1; d) corrente da rede  $i_{g1}$  e sua referência  $i_{g1}^*$ ; e) as correntes da carga  $i_{L123}$  todas as fases

casos 1 e 2 não houve prejuízo (perda) de níveis, isso é possível porque existem mais estados de chaveamento que no caso 3, onde inevitavelmente deve haver a perda de níveis na tensão de saída do conversor.

Nas Figs. 5.11(c), 5.12(c), 5.13(c) são mostradas as tensões de fechamento de neutro (entre o neutro da rede  $g$  e o ponto central do conversor trifásico  $0_t$ ). Observar que gradativamente há uma melhor definição dos níveis (considere que o sistema funciona como filtro ativo e a carga possui harmônicos).

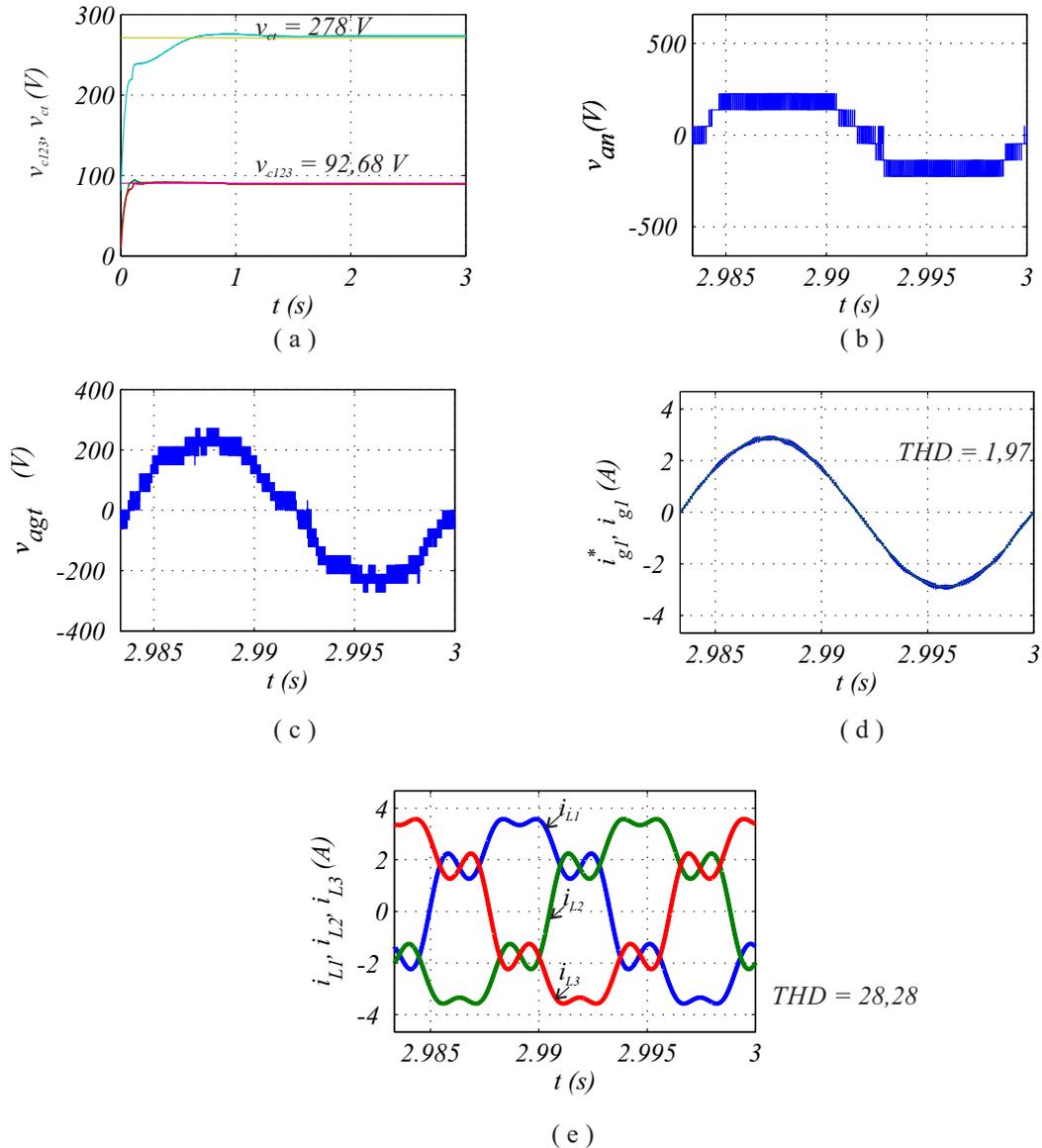


Figura 5.13: Resultados de simulação caso  $v_{ct} = 3v_{ch}$ : a) tensões dos barramentos CC; b) tensão de saída do conversor  $v_{an}$  para fase 1; c) tensão de fechamento de neutro  $v_{agt}$  para fase 1; d) corrente da rede  $i_{g1}$  e sua referência  $i_{g1}^*$ ; e) as correntes da carga  $i_{L123}$  todas as fases

Nas Figs. 5.11(d), 5.12(d), 5.13(d) são mostradas as correntes da rede  $i_{g1}$  e suas referências  $i_{g1}^*$ . Por causa da perda de níveis que existe no caso 3, o THD das correntes chega quase a ser o mesmo, pois, conforme dito nas seções acima, o caso 3 só possuía uma vantagem maior se os capacitores não saíssem de suas janelas de  $\Delta$ .

Nas Figs. 5.11(e), 5.12(e), 5.13(e) são mostradas as correntes da carga para todas as fases  $i_{L123}$ .

## **5.6 Conclusão**

Foi apresentada neste capítulo uma estratégia de regulação das tensões nos barramentos CC dos conversores monofásicos utilizando a modulação '*Level-Shifted*'. Esta estratégia teve por objetivo melhorar o número de níveis da tensão de saída do conversor 3HB1T para sistemas a três fios, foram analisados três casos de relação de tensão entre os barramentos dos conversores monofásicos e o barramento CC do conversor trifásico. Em dois desses casos foi demonstrado que é possível manter a tensão no barramento CC sem comprometer o número de níveis na saída do conversor. Para um dos casos, o que idealmente forneceria o maior número de níveis, foi mostrado que haveria a perda de um nível quando aplicada a técnica proposta.

# 6

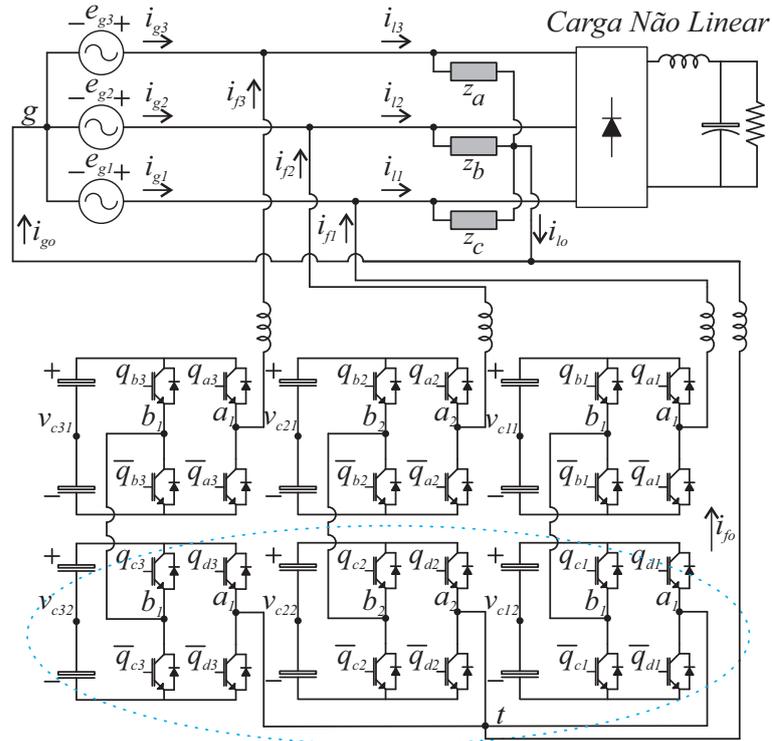
## Filtro ativo multinível para sistemas a 4 fios

### 6.1 Introdução

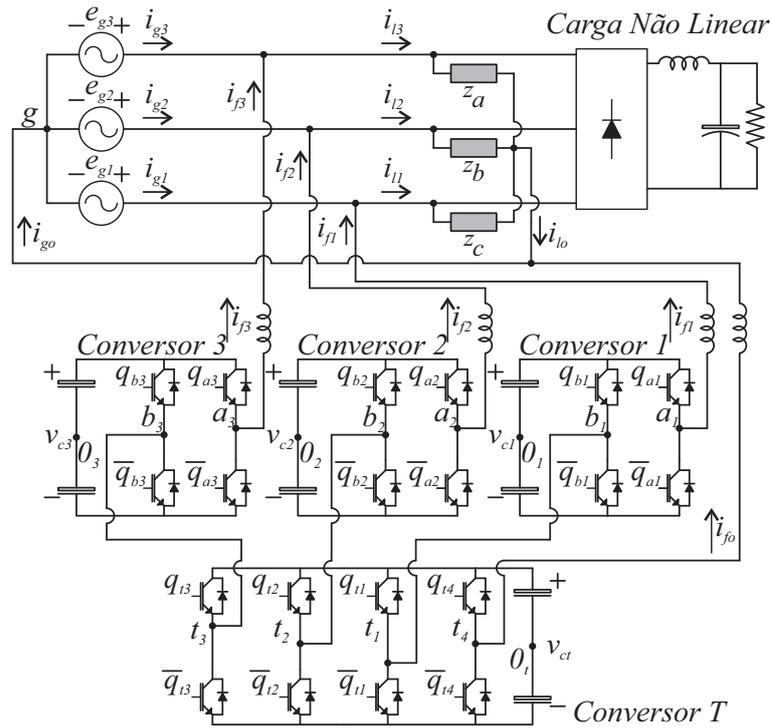
Nos sistemas a quatro fios as cargas não lineares prejudicam a dinâmica dos equipamentos de proteção por causa da poluição de harmônicos de corrente e tensão e, como consequência direta disso há elevação da corrente no neutro do sistema. A elevação da corrente no neutro é prejudicial pelo sobreaquecimento desses condutores e, principalmente, pela falta de dispositivos de proteção que seccionem o neutro do sistema (assim como existe para os condutores de fase).

Atualmente para superar os problemas relatados acima, soluções que envolvem conversores multiníveis em cascata para sistemas de média/alta potência têm sido apresentadas ([Abdalla et al., 2011a](#)). Este capítulo abordará a mesma temática mostrando em detalhes uma estrutura a 4 fios que pode ser utilizada em sistemas de média potência (Configuração 3HB1T4W).

Serão tratados aspectos importantes da estrutura, tais como: *i*) modelo dinâmico do sistema, *ii*) estratégia CB-PWM e *iii*) estratégia de controle (cuja finalidade é fazer com que a corrente da rede seja senoidal e em fase com a sua tensão).



(a)



(b)

Figura 6.1: Circuitos de potência das Configurações estudadas: (a) configuração 6HB4L; (b) configuração 3HB1T4W.

## 6.2 Modelo do sistema

A estrutura da Configuração 3HB1T4W é composta de três conversores monofásicos em ponte H e um conversor trifásico de quatro braços, com um total de dez braços e vinte chaves de potência ( $q_{t1}$ ,  $q_{t2}$ ,  $q_{t3}$ ,  $q_{t4}$ ,  $q_{a1}$ ,  $q_{a2}$ ,  $q_{a3}$ ,  $q_{b1}$ ,  $q_{b2}$  e  $q_{b3}$  e suas complementares) mais quatro barramentos CC  $v_{c1}$ ,  $v_{c2}$ ,  $v_{c3}$  e  $v_{ct}$ , respectivamente, dos conversores 1, 2 e 3 e trifásico (Conversor T). As equações que regem o funcionamento da estrutura são obtidas do circuito equivalente exposto na Fig. 6.2. Utilizando a lei de Kirchhoff das tensões e considerando o

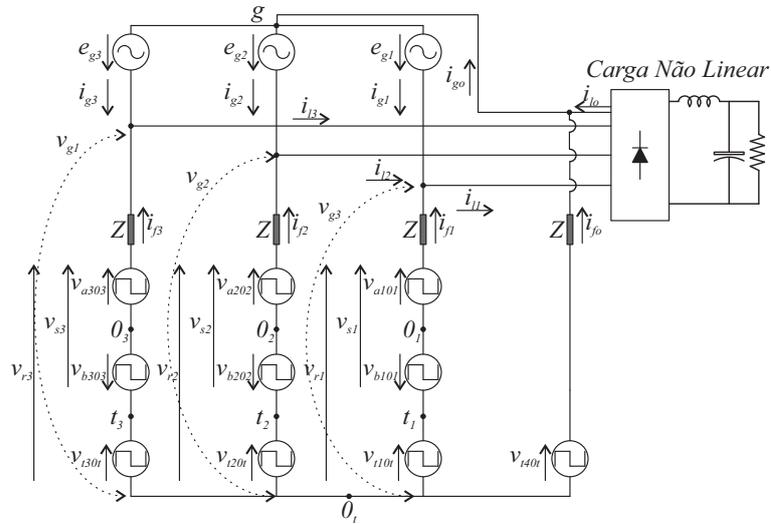


Figura 6.2: Circuito equivalente da configuração 3HB1T4W

sistema equilibrado (ou seja  $z_1 = z_2 = z_3 = z$ , as seguintes equações podem ser escritas:

$$e_{g1} + zi_{f1} - v_{g1} = 0 \quad (6.1)$$

$$e_{g2} + zi_{f2} - v_{g2} = 0 \quad (6.2)$$

$$e_{g3} + zi_{f3} - v_{g3} = 0 \quad (6.3)$$

onde

$$v_{g1} = v_{a10_1} - v_{b10_1} + v_{t10_t} - v_{t40_t} \quad (6.4)$$

$$v_{g2} = v_{a20_2} - v_{b20_2} + v_{t20_t} - v_{t40_t} \quad (6.5)$$

$$v_{g3} = v_{a30_3} - v_{b30_3} + v_{t30_t} - v_{t40_t} \quad (6.6)$$

Lançando mão da lei de Kirchhoff das correntes, as seguintes equações são obtidas:

$$i_{g1} = i_{l1} - i_{f1} \quad (6.7)$$

$$i_{g2} = i_{l2} - i_{f2} \quad (6.8)$$

$$i_{g3} = i_{l3} - i_{f3} \quad (6.9)$$

$$i_{go} = i_{lo} + i_{fo} \quad (6.10)$$

Nas equações (6.1)-(6.3)  $z = r_f + pl_f$  são as impedâncias de saída do conversor, com  $p = \frac{d}{dt}$  e  $v_{t40_t}$  é a tensão de polo do braço do conversor T conectado ao neutro da rede e da carga.

### 6.3 Estratégia PWM

As tensões de polo do conversor em função dos estados de condução das chaves são definidas por:

$$v_{a10_1} = (2q_{a1} - 1) \frac{v_{c1}}{2} \quad (6.11)$$

$$v_{b10_1} = (2q_{b1} - 1) \frac{v_{c1}}{2} \quad (6.12)$$

$$v_{a20_2} = (2q_{a2} - 1) \frac{v_{c2}}{2} \quad (6.13)$$

$$v_{b20_2} = (2q_{b2} - 1) \frac{v_{c2}}{2} \quad (6.14)$$

$$v_{a30_3} = (2q_{a3} - 1) \frac{v_{c3}}{2} \quad (6.15)$$

$$v_{b30_3} = (2q_{b3} - 1) \frac{v_{c3}}{2} \quad (6.16)$$

$$v_{t10_t} = (2q_{t1} - 1) \frac{v_{ct}}{2} \quad (6.17)$$

$$v_{t20_t} = (2q_{t2} - 1) \frac{v_{ct}}{2} \quad (6.18)$$

$$v_{t30_t} = (2q_{t3} - 1) \frac{v_{ct}}{2} \quad (6.19)$$

$$v_{t40_t} = (2q_{t4} - 1) \frac{v_{ct}}{2} \quad (6.20)$$

As tensões fornecidas pelos controladores são:

$$v_{g1}^* = v_{r1}^* - v_{t40_t}^* \quad (6.21)$$

$$v_{g2}^* = v_{r2}^* - v_{t40_t}^* \quad (6.22)$$

$$v_{g3}^* = v_{r3}^* - v_{t40_t}^* \quad (6.23)$$

Com

$$v_{r1}^* = v_{a10_1}^* - v_{b10_1}^* + v_{t10_t}^* \quad (6.24)$$

$$v_{r2}^* = v_{a20_2}^* - v_{b20_2}^* + v_{t20_t}^* \quad (6.25)$$

$$v_{r3}^* = v_{a30_3}^* - v_{b30_3}^* + v_{t30_t}^* \quad (6.26)$$

Como existem dez tensões de polo e somente três tensões fornecidas pelos controladores, sete variáveis auxiliares são inseridas e definidas da seguinte maneira:

$$v_{gt}^* = \frac{1}{4} \sum_{j=1}^3 v_{aj0_j}^* - \frac{1}{4} \sum_{j=1}^3 v_{bj0_j}^* + \frac{1}{4} \sum_{j=1}^4 v_{tj0_t}^* \quad (6.27)$$

$$v_{xr1}^* = \frac{v_{a10_1}^* + v_{b10_1}^* + v_{t10_t}^*}{2} \quad (6.28)$$

$$v_{xr2}^* = \frac{v_{a10_2}^* + v_{b10_2}^* + v_{t20_t}^*}{2} \quad (6.29)$$

$$v_{xr3}^* = \frac{v_{a30_3}^* + v_{b30_3}^* + v_{t30_t}^*}{2} \quad (6.30)$$

$$v_{xs1}^* = \frac{v_{a10_1}^* + v_{b10_1}^*}{2} \quad (6.31)$$

$$v_{xs2}^* = \frac{v_{a20_2}^* + v_{b20_2}^*}{2} \quad (6.32)$$

$$v_{xs3}^* = \frac{v_{a30_3}^* + v_{b30_3}^*}{2} \quad (6.33)$$

Com o objetivo de simplificar o cálculo das variáveis auxiliares  $v_{gt}^*$  necessita ser determinada primeiro. Introduzindo as variáveis  $v_{rj}^*$  (nas explicações que se seguirão ao cálculo particionado  $j = 1, 2, 3$ ), como mostrado no circuito equivalente na Fig. 6.2, verifica-se: De  $v_{gj}^* = v_{rj}^* - v_{t40_t}^*$ , tem-se

$$v_{rj}^* = v_{gj}^* + v_{gt}^* \quad (6.34)$$

$$v_{t40_t}^* = v_{gt}^* \quad (6.35)$$

com

$$v_{gt \max}^* = \min\{v_{xr \max}^*, v_{ggt \max}^*\} \quad (6.36)$$

$$v_{gt \min}^* = \max\{v_{xr \min}^*, v_{ggt \min}^*\} \quad (6.37)$$

onde

$$v_{xr \max}^* = (v_c^* + v_{ct}^*/2) - \max\{v_{g1}^*, v_{g2}^*, v_{g3}^*\} \quad (6.38)$$

$$v_{xr \min}^* = -(v_c^* + v_{ct}^*/2) - \min\{v_{g1}^*, v_{g2}^*, v_{g3}^*\} \quad (6.39)$$

$$v_{ggt \max}^* = v_{ct}^*/2; \quad v_{ggt \min}^* = -v_{ct}^*/2 \quad (6.40)$$

e  $v_c^* = v_{c1}^* = v_{c2}^* = v_{c3}^*$  e  $v_{ct}^*$  são as referências das tensões dos barramentos CC dos conversores.

O segundo passo é a determinação das variáveis  $v_{xrij}^*$ . Segue que:

$$v_{sj}^* = \frac{v_{rj}^*}{2} + v_{xrij}^*; \quad -v_{tj}^* = -\frac{v_{rj}^*}{2} + v_{xrij}^* \quad (6.41)$$

com

$$v_{xrij \max}^* = \min\{v_{xrs \max}^*, v_{xrt \max}^*\}; \quad v_{xrij \min}^* = \max\{v_{xrs \min}^*, v_{xrt \min}^*\} \quad (6.42)$$

onde

$$v_{xrs \max}^* = v_c^* - \max\left\{\frac{v_{rj}^*}{2}, -\frac{v_{rj}^*}{2}\right\}; \quad v_{xrs \min}^* = -v_c^* - \min\left\{\frac{v_{rj}^*}{2}, -\frac{v_{rj}^*}{2}\right\} \quad (6.43)$$

$$v_{xrt \max}^* = \frac{v_{ct}^*}{2} + \frac{v_{rj}^*}{2}; \quad v_{xrt \min}^* = -\frac{v_{ct}^*}{2} + \frac{v_{rj}^*}{2} \quad (6.44)$$

Observar que com o segundo passo as referências para as tensões de polo do conversor T foram determinadas. O terceiro passo é a determinação das variáveis auxiliares  $v_{xsj}^*$ . Uma vez que:

$$v_{aj0j}^* = \frac{v_{sj}^*}{2} + v_{xsj}^*; \quad v_{bj0j}^* = -\frac{v_{sj}^*}{2} + v_{xsj}^* \quad (6.45)$$

então

$$v_{xsj \max}^* = \frac{v_{cj}^*}{2} - \max\left\{\frac{v_{sj}^*}{2}, -\frac{v_{sj}^*}{2}\right\}; \quad v_{xsj \min}^* = -\frac{v_{cj}^*}{2} - \min\left\{\frac{v_{sj}^*}{2}, -\frac{v_{sj}^*}{2}\right\} \quad (6.46)$$

A escolha normalizada das variáveis auxiliares que satisfaçam os limites das tensões de polo dos conversores 1, 2, 3 e T pode ser feita introduzindo os fatores de distribuição de roda livre  $\mu^*$  ( $0 \leq \mu^* \leq 1$ ) para todas as variáveis auxiliares (por exemplo,  $v_{gt}^* \rightarrow \mu_{gt}^*$ ,  $v_{xrij}^* \rightarrow \mu_{xrij}^*$  e  $v_{xsj}^* \rightarrow \mu_{xsj}^*$ ) como segue:

$$v_{gt}^* = \mu_{gt}^* v_{gt \max}^* + (1 - \mu_{gt}^*) v_{gt \min}^* \quad (6.47)$$

$$v_{xrij}^* = \mu_{xrij}^* v_{xrij \max}^* + (1 - \mu_{xrij}^*) v_{xrij \min}^* \quad (6.48)$$

$$v_{xsj}^* = \mu_{xsj}^* v_{xsj \max}^* + (1 - \mu_{xsj}^*) v_{xsj \min}^* \quad (6.49)$$

## 6.4 Potência processada pelos conversores

Para esta topologia, à semelhança do que ocorre com a sua contraparte nos sistemas a três fios, existe uma relação entre o nível de potência processada e a variação das tensões nos barramentos CC. Como foi apresentada na seção da estratégia PWM e discutida no capítulo 4,

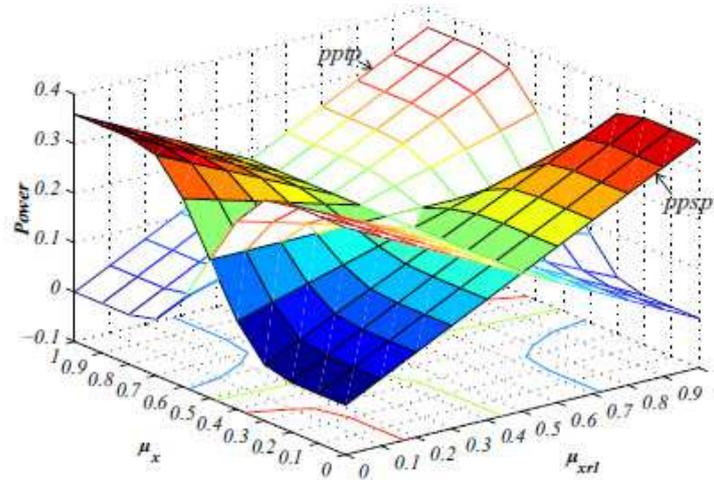


Figura 6.3: Potência processada pelos conversores monofásicos e pelo conversor trifásico.

as variáveis auxiliares  $v_{xrj}^*$  possibilitam a troca de potências entre os conversores monofásicos e o trifásico. Essa é uma característica interessante uma vez que é à partir dessas variáveis auxiliares que o controle das tensões dos barramentos CC dos conversores monofásicos é implementado. Em estudos de malha aberta foi observado que a potência processada pelos conversores monofásicos e trifásico são aproximadamente iguais, o que ajuda positivamente no controle das tensões CC uma vez que existem menos oscilações nos barramentos CC. Por causa dessa característica foi obtida a Fig. 6.3, para apresentar a dinâmica das trocas de potência entre os conversores. Nessa figura *ppsp* significa potência processada pelos conversores monofásicos e *pptp* potência processada pelo conversor trifásico. Como pode ser observado, quando  $\mu_{xr1}$  tem um valor de 0,5, a potência processada pelos conversores é igual, mesmo que existam variações de  $\mu_x$ , então para garantir simetria  $\mu_x$  pode ser imposto a ser igual a 0,5. Os fatores  $\mu_{xsj}$  não influenciam a potência processada pelos conversores e, também por questões de simetria dos pulsos, os fatores  $\mu_{xsj}$  são todos colocados em 0,5.

## 6.5 Estratégia de Controle

A Fig. 6.4 apresenta a estratégia de controle utilizada para o sistema. A tensão média dos barramentos  $[v_{cm} = (v_{c1} + v_{c2} + v_{c3} + v_{ct})/4]$  é controlada por meio de um controlador proporcional mais integral representado por  $R_C$ , cuja saída é a amplitude de referência para as correntes da rede do sistema  $I_g^*$ . As correntes instantâneas de referência da rede são  $i_{g1}^*$ ,  $i_{g2}^*$  e  $i_{g3}^*$ , obtidas sincronizando  $I_g^*$  com as fases das tensões da rede  $e_{g1}$ ,  $e_{g2}$  e  $e_{g3}$  por

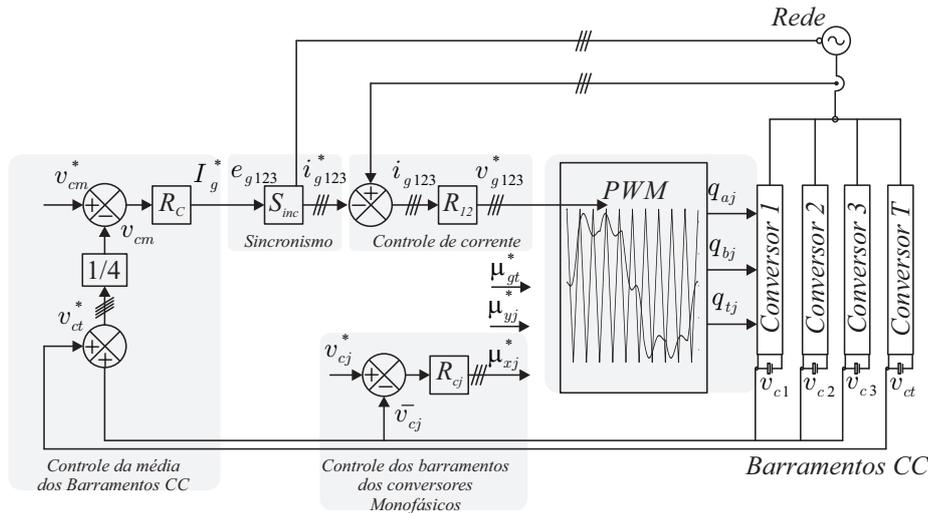


Figura 6.4: Diagrama de controle da configuração 3HB1T4W.

meio do bloco  $S_{inc}$  no qual está imbutido um algoritmo de sincronismo  $PLL$ . O controlador representado no bloco por  $R_{123}$  é do tipo proporcional integral modificado (CPIM) e, após comparar  $i_{g1}^*$ ,  $i_{g2}^*$ ,  $i_{g3}^*$  com  $i_{g1}$ ,  $i_{g2}$  e  $i_{g3}$ , fornece as tensões de fase totais de referência as quais são entradas do bloco  $PWM$ . A fim de controlar independentemente as tensões dos conversores monofásicos  $v_{c1}$ ,  $v_{c2}$ ,  $v_{c3}$ , os fatores de distribuição de roda livre  $\mu_{xrj}^*$  são determinados pelo controlador proporcional integral representado por  $R_{Cj}$ . A saída deste controlador deve ser processada para que a mesma não seja superior a 1 nem inferior a 0 (inserção de um limitador). As correntes dos conversores devem ser observadas, isso porque quando  $i_{fj} < 0$  a tensão no capacitor deve estar sendo carregada, por isso  $\mu_{xrj}^* = 1 - \mu_{xrj}^*$ . Caso a corrente  $i_{fj} > 0$  o barramento (ou os barramentos) devem estar sendo descarregados por isso a saída do controlador  $R_{Cj}$  corresponderá exatamente a  $\mu_{xrj}^*$ . Observar que a tensão do barramento CC do conversor trifásico já é controlado por meio do controle da média das tensões. As variáveis auxiliares  $v_{vrj}^*$  são calculadas com  $\mu_{xrj}^*$ . À partir das tensões de referência, de  $\mu_{gt}^*$  e  $\mu_{xsj}^*$  o bloco PWM comanda o disparo e bloqueio das chaves ( $q_{aj}$ ,  $q_{bj}$ ,  $q_{t1}$ ,  $q_{t2}$ ,  $q_{t3}$  e  $q_{t4}$ ). Para um sistema a quatro fios é necessário controlar três correntes em virtude da componente homopolar  $i_{l0}$  inserida pela carga.

## 6.6 Resultados de simulação

Nesta seção serão mostrados resultados de simulação da estrutura proposta e explorada neste capítulo.

A carga da simulação era composta de três retificadores monofásicos conectados em estrela. Para dar alguma característica indutiva foram colocadas três indutâncias nas fases 1, 2 e 3 com valores, respectivamente, de 7 mH, 6,5 mH e 5,9 mH. Os retificadores monofásicos das fases 1, 2 e 3 alimentavam uma carga RC em paralelo. A diferença entre essas cargas foi no valor da resistência ( $R_1 = 25 \Omega$ ,  $R_2 = 22 \Omega$  e  $R_3 = 21 \Omega$  para as fases 1, 2 e 3, respectivamente), o valor da capacitância do capacitor de carga foi comum a todas as fases com valor de  $68 \mu\text{F}$ .

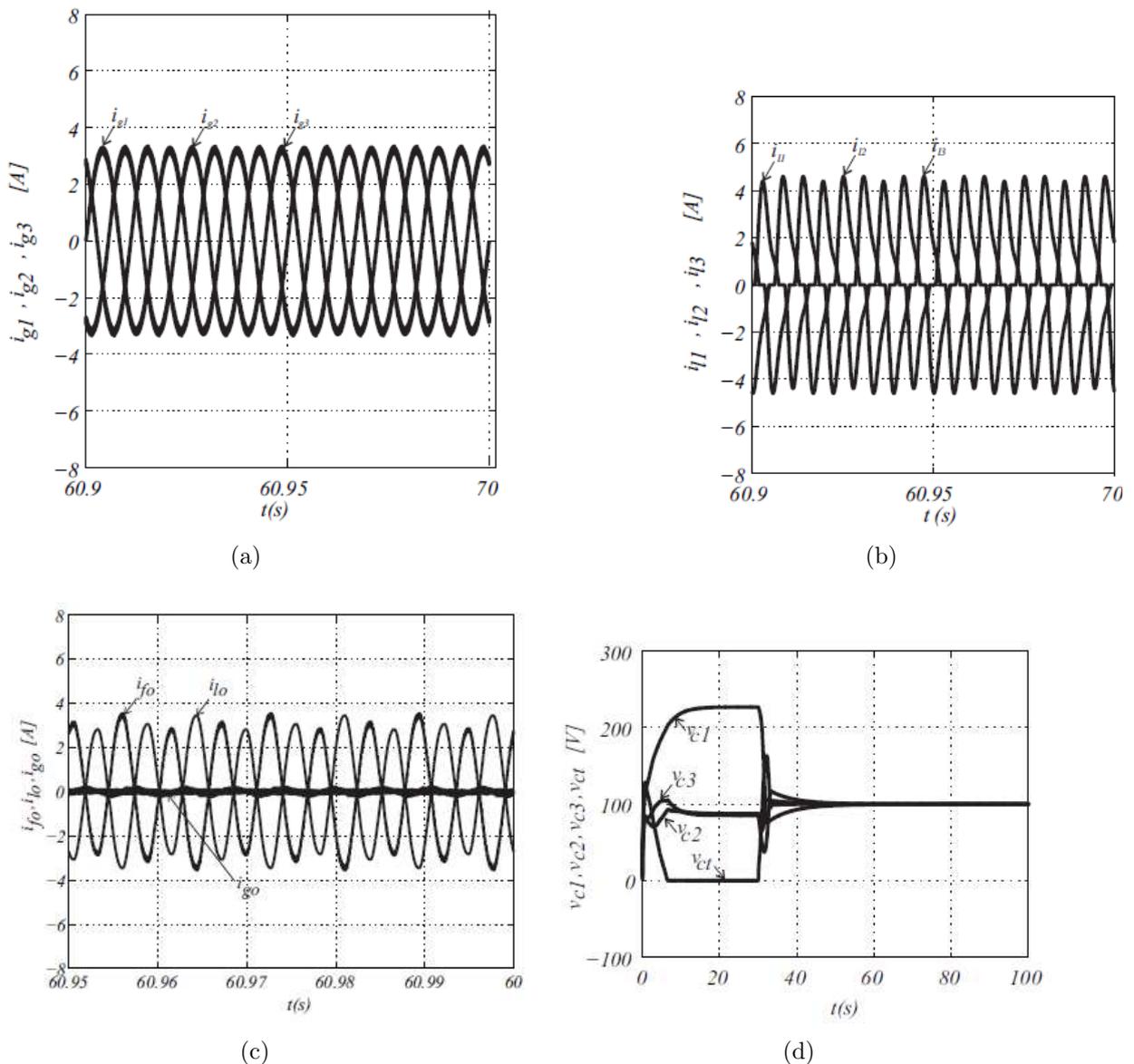


Figura 6.5: Resultados de simulação da Configuração 3HB1T4W: (a) corrente da rede e sua referência  $i_{g1}^*$  e  $i_{g1}$  na fase 1; (b) tensão e corrente da rede  $e_{g1}$  e  $i_{g1}$  também para a fase 1; (c) dinâmica do carregamento dos capacitores dos barramentos CC dos conversores monofásicos  $v_{c1}$ ,  $v_{c2}$  e  $v_{c3}$  e do trifásico  $v_{ct}$ .

Na Fig. 6.5(a) são mostradas as correntes da rede  $i_{g1}$ ,  $i_{g2}$  e  $i_{g3}$  senoidais. Na Fig. 6.5(b) são mostradas as correntes da carga  $i_{l1}$ ,  $i_{l2}$  e  $i_{l3}$  poluídas com harmônicos e desequilibradas. Na Fig. 6.5(c) são mostradas as correntes do neutro do lado da rede  $i_{go}$ , do lado do filtro  $i_{fo}$  e do lado da carga  $i_{lo}$ . A corrente do neutro do lado da rede é zerada, com exceção das componentes de alta frequência presentes por causa da corrente do neutro do lado do filtro. Na Fig. 6.5(d) são mostradas as tensões dos barramentos CC dos conversores monofásicos  $v_{c1}$ ,  $v_{c2}$  e  $v_{c3}$  e do conversor trifásico  $v_{ct}$ . Nesta simulação durante os primeiros 30 segundos somente o controle da média dos barramentos CC atua no conversor, após isso o controle que regula os barramentos CC dos conversores monofásicos entra em funcionamento fazendo com que todas as tensões do barramento convirjam para a sua referência (100 V).

## 6.7 Resultados experimentais

Os resultados experimentais foram obtidos na montagem descrita no anexo V. A carga utilizada foi um conjunto de três retificadores monofásicos conectados em Y. Os retificadores alimentam uma combinação de resistores associados em paralelo com três capacitores de 68  $\mu$ F. Para proporcionar uma característica indutiva à carga não linear, foram conectados indutores na entrada CA dos mesmos (dois indutores de 7 mH para os retificadores das fases 1 e 2 e um indutor de 4 mH para o retificador da fase 3).

Na Fig. 6.6 são exibidos estes resultados. Para demonstrar o controle de corrente utilizado na estrutura, foi tomada uma tela do telescópio, Fig. 6.6(a), a qual mostra as correntes da rede  $i_{g1}$ ,  $i_{g2}$  e  $i_{g3}$ . A distorção harmônica obtida para as correntes da rede foi de 5 % (todas essas curvas foram obtidas depois do sistema entrar em regime permanente). Na Fig.6.6(b) são mostradas as correntes da carga não linear  $i_{l1}$ ,  $i_{l2}$  e  $i_{l3}$ , essas correntes possuíam uma distorção harmônica de aproximadamente 27 %. As correntes do neutro do lado da carga  $i_{lo}$ , do filtro  $i_{fo}$  e da rede  $i_{go}$  são mostradas na Fig. 6.6(c), é possível perceber que existem componentes de alta frequência na corrente  $i_{go}$ , isso é devido à operação do próprio conversor e da presença dessas componentes na corrente  $i_{fo}$ . Para demonstrar o controle das tensões dos barramentos CC dos conversores monofásicos, foi feita uma tomada experimental onde durante 30 segundos somente o controle da média das tensões dos barramentos CC dos conversores funcionava. Após 30 segundos, o controle das tensões individuais dos barramentos

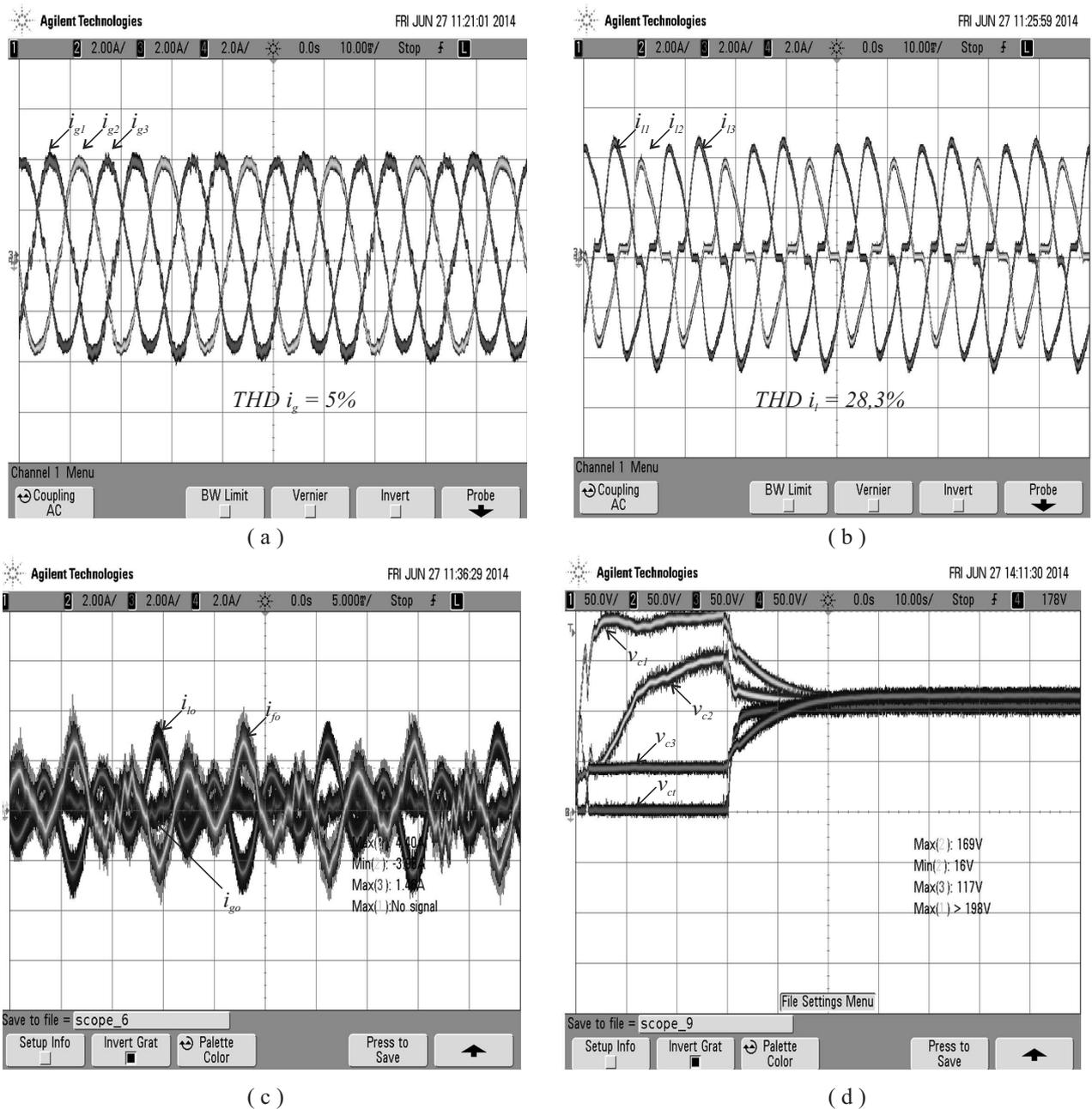


Figura 6.6: Resultados experimentais para a Configuração 3HB1T4W: (a) correntes da rede  $i_{g1}$ ,  $i_{g2}$  e  $i_{g3}$ , (b) correntes da carga  $i_{l1}$ ,  $i_{l2}$ ,  $i_{l3}$ , (c) correntes do neutro do lado da rede  $i_{go}$ , da carga  $i_{lo}$  e do filtro  $i_{fo}$ , (d) tensões nos barramentos CC dos conversores monofásicos  $v_{c1}$ ,  $v_{c2}$ ,  $v_{c3}$  e do conversor trifásico  $v_{ct}$ .

CC dos conversores monofásicos entrou em ação e em menos de 10 segundos todas as tensões dos barramentos seguiam as suas referências, que neste caso eram todas de 100 V.

## 6.8 Conclusões

Neste capítulo foi apresentada a estrutura multinível a quatro fios denominada Configuração 3HB1T4W. Esta estrutura opera neste trabalho como filtro ativo de potência paralelo. Ela é derivada de uma outra estrutura multinível em cascata a quatro fios denominada Configuração 6HB4L. A primeira vantagem da estrutura está no menor número de chaves que ela utiliza, proporcionando menores perdas do sistema. Foram analisadas o modelo, a estratégia PWM e a estratégia de controle proposta. Se as tensões dos barramentos CC dos conversores monofásicos e trifásicos forem iguais a estrutura possui 4 níveis devido as tensões de fase e 7 níveis nas tensões de linha. Foi mostrada a estratégia CB-PWM utilizada para controlar os gatilhos das chaves da estrutura. Nesta estratégia foi possível observar a relação entre as potências trocadas pelos conversores monofásicos e trifásicos. Esta relação entre as potências foi utilizada diretamente no controle das tensões dos barramentos CC dos conversores monofásicos. Além disso, foi demonstrado que há uma relação de compromisso entre as potências processadas e a distorção harmônica total das correntes da rede (semelhante ao que foi visto na Configuração 3HB1T para sistemas a três fios). Para validar as discussões teóricas deste capítulo também foram mostrados resultados experimentais.

# 7

## Análises das estruturas

Neste capítulo serão discutidos os estudos de perdas e de THD da corrente da rede. O objetivo é elencar as figuras de mérito de cada uma das topologias abordadas nesta tese.

### 7.1 Configuração convencional trifásica e a Configuração MMC2B

Para as simulações em malha aberta desta seção, os parâmetros de simulação foram:

- a) Tensão de linha da rede 380 V;
- b) Carga com fator de potência 0,82 atrasado;
- c) Filtro compensando prioritariamente reativos.

#### 7.1.1 Análise de perdas de condução e chaveamento

Para esta análise foram utilizadas cargas com potências ativas de 1 kW, 5 kW e 10 kW. O fator de potência permaneceu sempre o mesmo, em 0,82 atrasado. Na Tabela 7.1 estão mostrados os valores das perdas totais (condução mais chaveamento) do conversor MMC2B normalizadas com a do conversor trifásico convencional (os dois foram simulados com a mesma frequência de chaveamento, 10 kHz). Como pode ser visto na Tabela 7.1, a Configuração MMC2B chega a quase empatar (com uma leve vantagem em todos pontos de

Tabela 7.1: Comparativos de perdas entre a configuração do conversor trifásico e a MMC2B (todas as estruturas chaveando a 10 kHz).

<b>Potência da Carga (W)</b>	<b>Perdas Totais Confs. MMC2B/Convencional</b>
1000	0,9097
5000	0,9238
10000	0,9744

operação) com a estrutura convencional trifásica (a qual compensa simultaneamente reativos e harmônicos). Uma das possibilidades de operação da Configuração MMC2B é com uma frequência de chaveamento menor para o conversor de harmônicos, uma vez que o mesmo deve processar menores correntes. Pensando neste cenário, foi elaborada a Tabela 7.2.

Tabela 7.2: Comparativos de perdas entre a configuração do conversor trifásico e a MMC2B - o conversor trifásico convencional e o conversor de reativos com frequência de chaveamento de 10 kHz, o conversor de harmônicos com frequência de chaveamento de 8 kHz).

<b>Potência da Carga (W)</b>	<b>Perdas Totais Confs. MMC2B/Convencional</b>
1000	0,7209
5000	0,8284
10000	0,8980

Como pode ser visto pela Tabela 7.2, a Configuração MMC2B já apresenta uma vantagem considerável do ponto de vista das perdas totais em todos os pontos de operação verificados aqui nesta análise.

### 7.1.2 Análise do THD da corrente da rede

A análise da THD da corrente da rede é melhor explicitada por meio da Fig. 7.1. Optou-se por fazer uma abordagem do pior caso para este cenário, ou seja o conversor de harmônicos trabalhando com uma frequência de chaveamento de 8 kHz. Nessa figura o fator de distribuição de roda livre dos conversores foi variado de 0 até 1. Foi observado que se o conversor da Configuração MMC2B estiver operando com valores de roda livre entre 0 e 0,1 e 0,9 e 1,0 a distorção harmônica total da corrente da rede é menor.

Se forem observados os quesitos das perdas e a THD da corrente da rede, a configuração

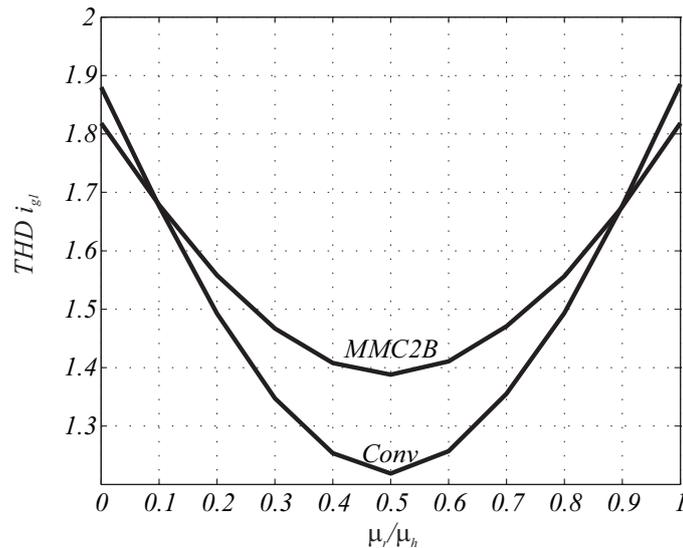


Figura 7.1: Análise do THD da corrente da rede das Configurações MMC2B e Convencional com o conversor de harmônicos a 8 kHz.

MMC2B torna-se atrativa pois, no pior caso para as perdas - quando os dois conversores trabalham com a mesma frequência de chaveamento - já pode ser observado um empate nos pontos de operação analisados.

## 7.2 Configuração trifásica convencional e a Configuração MMCY4B

Para as simulações em malha aberta desta seção, os parâmetros de simulação foram:

- a) Tensão de linha da rede 380 V;
- b) Carga com fator de potência 0,82 atrasado;
- c) Filtro compensando prioritariamente reativos.

### 7.2.1 Análise de perdas de condução e chaveamento

À semelhança do que foi feito com a estrutura MMC2B, um estudo comparativo de perdas totais (condução + chaveamento) foi feita para as configurações convencional e MMCY4B. Na Tabela 7.3 são expostos os resultados para as estruturas funcionando com a mesma frequência de chaveamento (10 kHz).

Tabela 7.3: Comparativos de perdas entre a configuração do conversor trifásico e a Configuração MMCY4B - o conversor trifásico convencional e o conversor de reativos com frequência de chaveamento de 10 kHz, o conversor de harmônicos com frequência de chaveamento de 10 kHz).

<b>Potência da Carga (W)</b>	<b>Perdas Totais Confs. MMCY4B/Convencional</b>
1000	1,5260
5000	1,5499
10000	1,4512

Como pode ser visto, quando o conversor de harmônicos da Configuração MMCY4B trabalha com a mesma frequência de chaveamento que o conversor da configuração convencional existe uma desvantagem da estrutura neste cenário. Como é de conhecimento estabelecido, a tensão de saída de uma ponte H possui três níveis. Para sistemas trabalhando com filtros ativos isso é interessante, uma vez que se o conversor possui mais níveis existe uma possibilidade do mesmo trabalhar com frequências de chaveamento menores e ainda ser concorrente em termos dos índices de qualidade de energia. Para verificar qual é o impacto do conversor de harmônicos a Configuração MMCY4B trabalhando com uma frequência de chaveamento de 5 kHz enquanto que os demais conversores trabalham com uma frequência de 10 kHz.

Tabela 7.4: Comparativos de perdas entre a configuração do conversor trifásico e a Configuração MMCY4BB - o conversor trifásico convencional e o conversor de reativos com frequência de chaveamento de 10 kHz, o conversor de harmônicos com frequência de chaveamento de 5 kHz).

<b>Potência da Carga (W)</b>	<b>Perdas Totais Confs. MMCY4B/Convencional</b>
1000	0,8970
5000	1,0208
10000	1,0460

Na Tabela 7.4 podemos perceber que com o conversor MMCY4B já consegue empatar em termos de perdas totais com a configuração convencional. Ainda existindo margem para diminuir a frequência de chaveamento do conversor de harmônicos.

## 7.2.2 Análise da THD da corrente da rede

Quando o conversor de harmônicos da Configuração MMCY4B trabalha com a mesma frequência de chaveamento dos demais conversores (neste caso a frequência de 10 kHz) ocorre que em todos os pontos de operação ao variar a roda livre global existe uma vantagem em termos da THD da corrente da rede, embora o aspecto das perdas seja de suma importância do ponto de vista de concepção do filtro. O resultado desta análise é mostrado na Fig. 7.2.

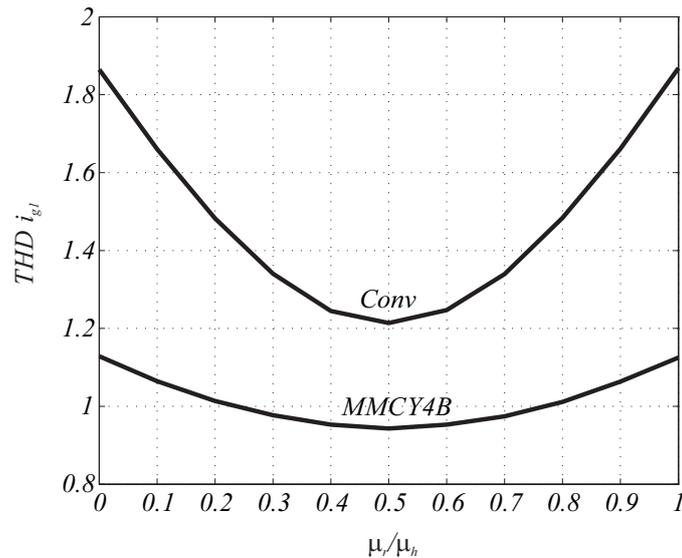


Figura 7.2: Análise do THD da corrente da rede das Configurações MMCY4B e Convencional com o conversor de harmônicos a 10 kHz.

Como a Configuração MMCY4B apresenta vantagens competitivas em termos das perdas totais em relação ao conversor convencional, quando um cenário de frequência menor de chaveamento é imposto para o conversor de harmônicos, é necessário comparar o desempenho da Configuração MMCY4B em termos da THD da corrente da rede. Conforme pode ser visto na Fig. 7.3, o conversor apresenta vantagem em termos desse índice de qualidade de energia quando  $\mu_h$  está entre 0 e 0,3 ou quando está entre 0,7 e 1,0.

Essa característica é no mínimo interessante, porque o conversor de harmônicos da Configuração MMCY4B ainda pode operar em frequências de chaveamento menores. Observar também pela Fig. 7.3 que a vantagem da topologia convencional não é muito elevada mesmo quando o fator de distribuição de roda livre da Configuração Convencional está entre 0,4 e 0,6 porque as estruturas chegam quase ao empate.

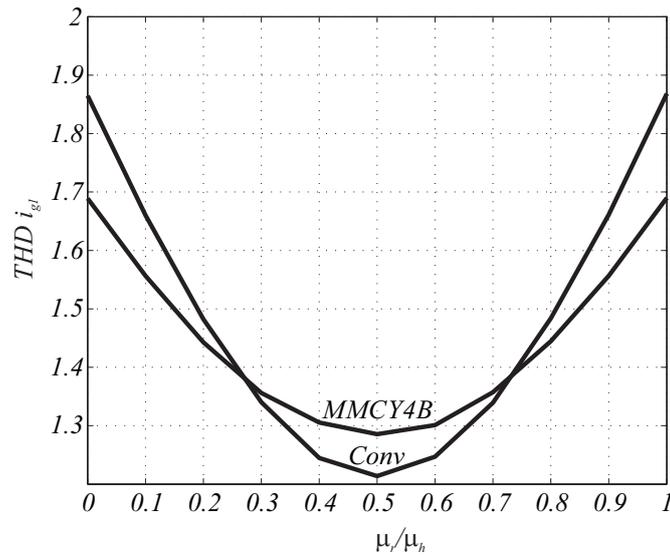


Figura 7.3: Análise do THD da corrente da rede das Configurações MMCY4B e Convencional com o conversor de harmônicos a 5 kHz.

### 7.3 Configuração 3HB1T

Serão comparados os três casos e cada caso na modulação escalar e LS-PWM com a configuração convencional. Para todas as simulações em malha aberta que se seguirão nesta seção os parâmetros foram os seguintes:

- a) Tensão de linha da rede 380 V;
- b) Carga com fator de potência 0,82 atrasado;
- c) Filtro compensando prioritariamente reativos.

#### 7.3.1 Caso 1 - modulação Escalar e LS-PWM

Da mesma maneira que foi feito para as configurações anteriores, as perdas totais serão comparadas com a configuração convencional em três casos específicos da potência na carga.

Como esperado na comparação com a Configuração Convencional a Configuração 3HB1T vista na Tabela 7.5 perde em quase todos os pontos de potência demandada pela carga, em virtude das perdas por condução e por chaveamento que são mais elevadas (maior número de componentes) na modulação escalar. Por este motivo, foi estudada a aplicação da modulação LS-PWM na Configuração 3HB1T. Como trata-se de uma modulação por portadora, uma comparação melhor para as perdas pode ser verificada na Tabela 7.6

Tabela 7.5: Comparativos de perdas entre a configuração do conversor trifásico e a Configuração 3HB1T - o conversor trifásico convencional e o conversor 3HB1T com frequência de chaveamento de 10 kHz e ambas na modulação CB-PWM (escalar).

<b>Potência da Carga (W)</b>	<b>Perdas Totais Confs. 3HB1T/Convencional (CB-PWM)</b>
1000	0,8923
5000	1,2825
10000	1,4444

Tabela 7.6: Comparativos de perdas entre a configuração do conversor trifásico e a Configuração 3HB1T - o conversor trifásico convencional e o conversor 3HB1T com frequência de chaveamento de 10 kHz e ambas na modulação LS-PWM).

<b>Potência da Carga (W)</b>	<b>Perdas Totais Confs. 3HB1T/Convencional (LS-PWM)</b>
1000	0,4377
5000	0,8393
10000	0,9497

Neste caso, a Configuração 3HB1T chega a ganhar em dois pontos de operação e empatar no terceiro (maior potência da carga). Esse fato demonstra a competitividade da Configuração 3HB1T desde que modulada de forma a garantir uma melhor distribuição dos níveis nas suas tensões de saída (isso faz com que os chaveamentos ocorram da melhor forma possível e, em alguns casos, grampeando o conversor trifásico).

### 7.3.2 Caso 2 - modulação Escalar e LS-PWM

Continuando com a sistemática das análises, será visto qual é o comportamento da configuração no caso onde  $v_{ct} = 2v_{c123}$ .

Na modulação escalar a desvantagem das perdas começa a ser superada, observar que para potências menores o conversor 3HB1T modulado em CB-PWM já apresenta perdas menores.

Como foi feito para o caso 1, agora será mostrado na Tabela 7.8 qual é o desempenho da estrutura quando modulada por LS-PWM.

Tabela 7.7: Comparativos de perdas entre a configuração do conversor trifásico e a Configuração 3HB1T - o conversor trifásico convencional e o conversor 3HB1T com frequência de chaveamento de 10 kHz e ambas na modulação CB-PWM (escalar) - Caso 2).

<b>Potência da Carga (W)</b>	<b>Perdas Totais Confs. 3HB1T/Convencional (CB-PWM)</b>
1000	0,8929
5000	1,2825
10000	1,4451

Tabela 7.8: Comparativos de perdas entre a configuração do conversor trifásico e a Configuração 3HB1T - o conversor trifásico convencional e o conversor 3HB1T com frequência de chaveamento de 10 kHz e ambas na modulação LS-PWM).

<b>Potência da Carga (W)</b>	<b>Perdas Totais Confs. 3HB1T/Convencional (LS-PWM)</b>
1000	0,3988
5000	0,7422
10000	0,8767

Como pode ser visto a modulação LS-PWM para o caso 2 apresenta perdas ainda menores, pelo fato de um maior número de grampeamento nas chaves dos conversores ocorrer na obtenção dos níveis de tensão da saída. Além disso, quando existe a necessidade de carga e descarga dos capacitores dos conversores monofásicos existe uma pequena redundância para aplicação de estados de chaveamento.

### 7.3.3 Caso 3 - modulação Escalar e LS-PWM

Da mesma forma que nos casos 1 e 2, a modulação escalar faz com que em termos de perdas a Configuração 3HB1T seja inferior se comparada com a Configuração Convencional trifásica, ver Tabela 7.9.

E o melhor caso no tocante às perdas ocorre quando a Configuração 3HB1T é modulada com LS-PWM. Veja Tabela 7.10. Neste aspecto um comentário deve ser feito. É que conforme visto no capítulo anterior, quando a Configuração 3HB1T é modulada utilizando o LS-PWM a técnica de controle dos barramentos CC dos conversores monofásicos reduz um nível na tensão de saída quando os barramentos precisam carregar ou descarregar. Por

Tabela 7.9: Comparativos de perdas entre a configuração do conversor trifásico e a Configuração 3HB1T - o conversor trifásico convencional e o conversor 3HB1T com frequência de chaveamento de 10 kHz e ambas na modulação CB-PWM (escalar) - Caso 3).

<b>Potência da Carga (W)</b>	<b>Perdas Totais Confs. 3HB1T/Convencional (CB-PWM)</b>
1000	0,8911
5000	1,2824
10000	1,4449

Tabela 7.10: Comparativos de perdas entre a configuração do conversor trifásico e a Configuração 3HB1T - o conversor trifásico convencional e o conversor 3HB1T com frequência de chaveamento de 10 kHz e ambas na modulação LS-PWM para o caso onde não existe necessidade de carregamento ou descarregamento dos capacitores dos conversores monofásicos).

<b>Potência da Carga (W)</b>	<b>Perdas Totais Confs. 3HB1T/Convencional (LS-PWM)</b>
1000	0,3561
5000	0,6950
10000	0,7908

este motivo, as Tabelas 7.11 e 7.12 mostram o desempenho da estrutura se considerarmos dois aspectos: primeiro se os barramentos CC estiverem necessitando carregar e segundo se os barramentos CC estiverem necessitando descarregar (respectivamente se os valores das tensões nos barramentos CC dos conversores monofásicos estiverem abaixo ou acima de suas referências). Como visto pelas Tabelas 7.11 e 7.12 as perdas se aproximam do caso 2 por

Tabela 7.11: Comparativos de perdas entre a configuração do conversor trifásico e a Configuração 3HB1T - o conversor trifásico convencional e o conversor 3HB1T com frequência de chaveamento de 10 kHz e ambas na modulação LS-PWM onde há a necessidade de carregamento dos capacitores dos conversores monofásicos).

<b>Potência da Carga (W)</b>	<b>Perdas Totais Confs. 3HB1T/Convencional (LS-PWM)</b>
1000	0,3900
5000	0,7242
10000	0,8147

causa da redução do número de níveis. São menores porque para um dos conversores (o conversor trifásico e com maior valor da tensão) existe um grampeamento maior das chaves,

Tabela 7.12: Comparativos de perdas entre a configuração do conversor trifásico e a Configuração 3HB1T - o conversor trifásico convencional e o conversor 3HB1T com frequência de chaveamento de 10 kHz e ambas na modulação LS-PWM para o caso onde existe a necessidade de descarregamento dos capacitores dos conversores monofásicos).

<b>Potência da Carga (W)</b>	<b>Perdas Totais Confs. 3HB1T/Convencional (LS-PWM)</b>
1000	0,3888
5000	0,7304
10000	0,8259

por causa desse motivo há uma diminuição das perdas de chaveamento.

## 7.4 Configuração 3HB1T4W

As comparações dessa configuração serão em relação à Configuração trifásica de quatro braços mostrada no capítulo 2. Os parâmetros utilizados nas simulações em malha aberta são os mesmos da Configuração 3HB1T vistos na subseção anterior.

Tabela 7.13: Comparativos de perdas entre a configuração do conversor trifásico de quatro braços e a Configuração 3HB1T4W).

<b>Potência da Carga (W)</b>	<b>Perdas Totais Confs. 3HB1T/Convencional (CB-PWM)</b>
1000	0,6429
5000	0,9652
10000	1,1567

Na Tabela 7.13 nota-se que a Configuração 3HB1T4W chega a ganhar nas perdas quando a potência demandada pela carga é pequena. Mas quando a potência da carga cresce, como esperado, a configuração chega a quase empatar.

### 7.4.1 Análise da THD da corrente da rede

Pelo fato de haver uma correlação entre a potência processada pelos conversores e as variáveis auxiliares da estratégia de controle, é importante entender o impacto na THD das correntes da rede quando os parâmetros  $\mu_x$  e  $\mu_{xrj}$  são variados. Para isso, um estudo foi feito em

regime permanente para determinar qual é a distorção harmônica da corrente da rede devido à variação destes parâmetros. O resultado foi a superfície mostrada na Fig. 7.4.

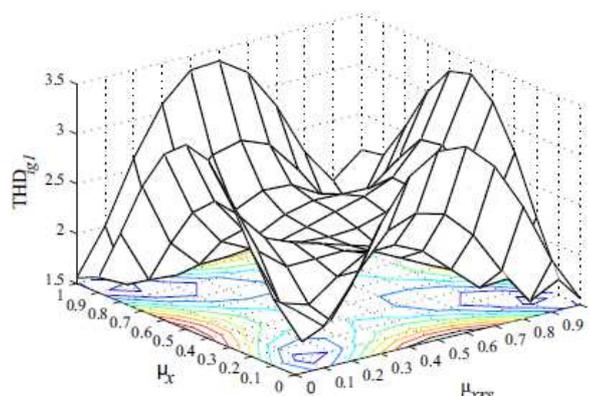


Figura 7.4: Análise do THD da corrente da rede versus a variação de  $\mu_x$  e  $\mu_{xrj}$

Esta superfície mostra em detalhes todas as possíveis distorções harmônicas quando da variação dos parâmetros supracitados. Para a distorção mínima as variáveis auxiliares  $\mu_{xrj}$  devem estar na faixa de 0,7 a 0,4, o que corresponde ao que é exigido pelos conversores para dividirem a potência e regularem a tensão dos barramentos CC dos conversores monofásicos. Como pode ser visto, existem pontos de baixa THD (1,5 ou menos), mas isto implicaria em oscilações nos barramentos CC.

## 7.5 Conclusão

Este capítulo foi dedicado à análise de todas as estruturas levando em consideração os aspectos das perdas (por chaveamento e por condução) e a THD de corrente.

Para os filtros ativos multimodulares a configuração MMC2B ganhou em termos de perdas se comparada com a configuração trifásica convencional a três fios apresentada no capítulo 2. Para a análise de THD da corrente da rede o pior caso foi considerado (o conversor de harmônicos trabalha com uma frequência de chaveamento menor), onde é possível constatar que a configuração MMC2B possui faixas de operação que ganham da configuração convencional. Já para a configuração MMCY4B foi mostrado que do ponto de vista de perdas ela perde da configuração convencional se o conversor de harmônicos trabalhar com a mesma frequência de chaveamento que a configuração convencional. A vantagem da configuração MMCY4B é visível quando a frequência de comutação do conversor de harmônicos

é baixada. Do ponto de vista da THD a configuração MMCY4B ganha da configuração convencional se o conversor de harmônicos trabalhar com a mesma frequência de comutação da configuração convencional, se a frequência de comutação da configuração MMCY4B for baixada a mesma ainda ganha em uma larga faixa de fatores de distribuição se comparada com a configuração convencional.

As configurações 3HB1T e 3HB1T4W foram analisadas em termos de perdas com a configuração convencional. Para a configuração 3HB1T foi mostrado que quando ela é modulada utilizando a técnica CB-PWM sua operação não é vantajosa se a mesma for comparada com a configuração convencional. Entretanto, quando modulada em LS-PWM a configuração 3HB1T ganha da configuração convencional em todos os casos estudados (caso I, quando a tensão do barramento CC do conversor trifásico tem o mesmo valor das tensões dos barramentos CC dos conversores monofásicos; caso II, quando a tensão do barramento CC do conversor trifásico tem o dobro do valor das tensões dos barramentos CC dos conversores monofásicos; caso III, quando a tensão do barramento CC do conversor trifásico tem o triplo do valor das tensões dos barramentos CC dos conversores monofásicos). Para configuração 3HB1T4W, a comparação foi com a estrutura trifásica convencional de 4 braços. Como nesta tese a modulação utilizada para a configuração 3HB1T4W foi a CB-PWM, o cenário de análise levou em consideração prioritariamente o nível de potência da carga a ser compensada. Mesmo assim a configuração proposta nesta tese ganha da convencional nos casos onde a carga tem uma potência baixa e praticamente empata quando a potência da carga é superior a 10 kW, o que é interessante visto que a configuração 3HB1T4W possui um maior número de chaves.

# 8

## Conclusões gerais

### 8.1 Conclusões

Neste trabalho foram apresentadas e analisadas seis topologias de Filtros Ativos de Potência Paralelos. Essas foram divididas da seguinte forma: *i)* Duas topologias convencionais, a três e a quatro fios; *ii)* Duas compostas por associação de conversores em paralelo com barramentos distintos; *iii)* Duas topologias multiníveis interconectadas a três e a quatro fios.

Para cada uma das topologias estudadas foram apresentados o modelo dinâmico e com base nos modelos foram desenvolvidas as estratégias CB-PWM bem como esquemas de controle. Além disso, foi estudada uma abordagem com portadoras (LS-PWM) para a topologia multinível aplicada aos sistemas a três fios, com o objetivo de melhorar a composição dos níveis da saída dos conversores, com impacto direto na THD e nas perdas do sistema. Para os sistemas multiníveis a 4 fios, foi desenvolvida uma topologia interconectada utilizando CB-PWM para sua modulação, ademais esta estratégia PWM também garantiu a regulação da tensão no barramento CC dos conversores monofásicos que compõem a estrutura.

As contribuições deste trabalho para as topologias multimodulares foram demonstradas por meio simulações ou resultados experimentais. A topologia MMC2B teve como vantagem a diminuição das perdas sobre a topologia convencional de filtro ativo paralelo, cujo resultado direto deste trabalho gerou publicações em ([dos Santos et al., 2010](#)) e ([Maciel et al., 2010](#)). A topologia MMCY4B foi pensada de forma a melhorar o desempenho da MMC2B, onde

foi substituído o conversor de harmônicos por três pontes H conectadas em Y com neutro isolado. Para esta topologia em especial foi proposta uma estratégia de controle para garantir a regulação dos barramentos CC das pontes H (que compõem o conversor de harmônicos), a sua vantagem em relação às topologias convencionais é que o conversor de harmônicos, por ser composto de pontes H, possui um maior número de níveis na saída e isso implica numa margem maior de redução da frequência de chaveamento, com um impacto positivo nas perdas totais do sistema.

As contribuições para os conversores multiníveis foram em duas frentes. Para a Configuração 3HB1T (a três fios) foi proposta uma estratégia de modulação CB-PWM que, aliada a uma estratégia de controle adequada, permite controlar a tensão dos barramentos CC dos conversores monofásicos. Esta estratégia consiste na utilização de variáveis auxiliares (as quais representam variáveis de distribuição de vetores do conversor) de forma a trocar as potências entre os conversores monofásicos e trifásico com o objetivo de carregar ou descarregar os barramentos dos conversores monofásicos quando for necessário. Os resultados desta contribuição geraram a publicação ([A. M. et al., 2013](#)). Ainda para este conversor, foi proposta uma estratégia de controle utilizando a modulação LS-PWM, a qual se mostrou eficaz em garantir a regulação das tensões dos barramentos dos conversores monofásicos. Foram analisados três casos, cada caso correspondendo a uma razão de distribuição de tensão entre os barramentos CC dos conversores monofásicos e do trifásico. Para dois destes casos (os casos onde a tensão dos barramentos dos conversores eram iguais e onde a tensão do barramento do conversor trifásico era o dobro dos barramentos dos conversores monofásicos) foi possível a ação do controle sem a perda de níveis na saída do conversor. Para sistemas a quatro fios foi proposta uma topologia de conversores interconectados (3HB1T4W) e uma estratégia de modulação CB-PWM que aliada a uma estratégia de controle permite regular a tensão no barramento dos conversores monofásicos. Seus estudos foram validados por resultados de simulação e experimentais, seu desempenho chega a empatar em termos de perdas com a topologia convencional trifásica a 4 fios (o que é interessante, pois, mesmo diante do maior número de componentes da estrutura ela é competitiva com a convencional). Olhando de forma ampla, a contribuição do trabalho para filtros interconectados se deu na exploração de duas estruturas que, se bem controladas, apresentam características interessante do ponto de vista de índices de qualidade de energia (como a THD) e das perdas mesmo sendo

consideradas configurações topológicas com um número menor de chaves.

Para todas as configurações foi destinado um capítulo de análise, onde foram expostos aspectos importantes da THD e de perdas.



# Especificação dos componentes passivos

A especificação das indutâncias de filtro são importantes em vários aspectos, dentre eles o custo, capacidade do filtro seguir referências de corrente com grandes variações de  $\frac{di}{dt}$  e filtragem das componentes de alta frequência da operação do próprio conversor.

## I.1 Especificação dos indutores

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

Na literatura ([Chaoui et al., 2008](#)), ([Chiang e Chang, 1999b](#)), ([Chatterjee et al., 1999](#)), ([Singh et al., 2004](#)), ([Moran et al., 1995a](#)), ([Rastogi et al., 1994](#)) são encontrados diversas formas de projetar os indutores para serem acoplados nas saídas dos conversores dos filtros ativos. Esta seção pretende resumir as duas formas de projeto mais referenciadas pelos autores da revisão bibliográfica. São três os compromissos que devem ser assumidos no projeto dos indutores de filtro:

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

### I.1.1 Primeiro método

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

$$L_f = \frac{V_s}{2\sqrt{6}f_s\Delta I_{f(p-p)max}} \quad (\text{I.1})$$

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

### I.1.2 Segundo Método

Neste método o valor de  $L_f$  deve ser limitado entre dois extremos. Para o valor mínimo de  $L_f$ , o valor máximo de corrente que o filtro deve fornecer para compensar uma carga totalmente indutiva é considerado. Como trata-se de um indutor para um filtro ativo, o seu valor deve ser tal que ele possa permitir as variações de correntes necessárias para a compensação de harmônicos e sob este ponto de vista o valor máximo do indutor deve levar em consideração esta necessidade. O valor mínimo do indutor pode ser calculado segundo a equação (I.2)

$$L_{f \min} = \frac{V_{dc}}{8f_s\Delta I_{f(p-p)max}} \quad (\text{I.2})$$

onde  $V_{dc}$  é a tensão de referência do barramento, enquanto que o valor máximo de indutância é obtido por (I.3)

$$L_{f \max} = \frac{V_{dc} - 2\sqrt{2}V_s}{2\sum_3^\infty \omega h I_h \sqrt{2}} \quad (\text{I.3})$$

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

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

## I.2 Especificação da Tensão do Barramento CC

A tensão do barramento também é um importante tópico de projeto de um *FAP*. Pois o sucesso da estratégia de controle depende da capacidade do filtro manter o nível de tensão do barramento constante, e da capacidade de fornecer os harmônicos de corrente necessários, o que está intimamente relacionado com a tensão do barramento capacitivo, como observado nas expressões (I.3) e (I.4).

Considera-se inicialmente que a carga é indutiva, como observado em Fig. I.1(a). Com a compensação do fator de potência da fonte primária garantido pelo filtro ativo paralelo, e sabendo-se que  $I_l = I_g + I_f$ , podemos decompor a corrente  $I_l$  em duas componentes, como observado na Fig. I.1(b). Desprezando a parte resistiva do filtro  $L_f$ , podemos escrever o diagrama fasorial como na Fig. I.1(c), e aplicando a lei das malhas obtemos

$$V_f = E_g + jX_f I_f \quad (\text{I.4})$$

como observado na Fig. I.1(d).

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

$$V_{dc} = m_a \sqrt{3} V_f \quad (\text{I.5})$$

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 abordagem discutida aqui é aplicável aos conversores convencionais. Para os conversores interconectados ou em cascata discutidos nesta tese, ela é diferente vejamos.

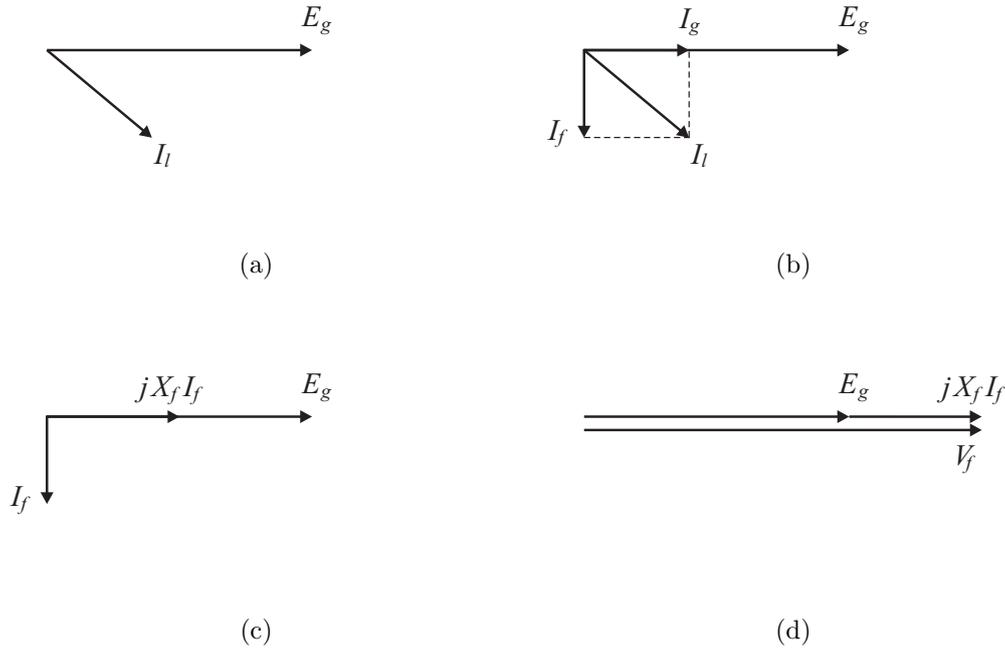


Figura I.1: Representação fasorial para especificação da tensão do barramento capacitivo.

### I.2.1 Dimensionamento da tensão do barramento para conversores interconectados

Quando o conversor é interconectado o procedimento de dimensionamento da tensão do barramento CC deve considerar de imediato a tensão de linha e quantos "barramentos CC" serão percorridos na malha de tensão de linha. Além disso, as indutâncias de filtro e a corrente nominal devem ser levadas em consideração nesta análise. Após analisar em regime permanente a estrutura 3HB1T, tem-se que a tensão de linha do conversor (por exemplo, a tensão entre as fases 1 e 2) pode ser expressa por:

$$V_{lc} = E_{g2} - E_{g1} + z_f I_{f2} - z_f I_{f1} \quad (\text{I.6})$$

onde  $V_{lc}$  é a tensão de linha de referência do conversor.

Ao analisar assim, percebe-se que durante o caminho da malha de tensão de linha, dois barramentos CC dos conversores monofásicos são percebidos enquanto que a tensão do barramento CC do conversor trifásico é percorrido apenas uma vez. Isto posto, tem-se:

$$V_{lc} = 2V_h + V_t \quad (\text{I.7})$$

onde  $V_h$  é a tensão do barramento CC dos conversores monofásicos em ponte H e  $V_t$  é a tensão do barramento do conversor trifásico. Se fossem considerados somente os conversores em ponte H, a tensão de cada um seria:

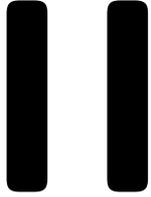
$$V_h = \frac{V_{lc}}{2} \quad (\text{I.8})$$

da mesma forma se fosse considerado apenas o conversor trifásico, tem-se o mesmo caso exposto em (I.5). Quando os conversores são interconectados, por esta análise tem-se:

$$V_h = k \frac{V_{lc}}{2} \quad (\text{I.9})$$

$$V_t = (1 - k) \frac{V_{lc}}{2} \quad (\text{I.10})$$

o fator  $k$  das equações (I.9)-(I.10) determinam os casos de distribuição de tensão estudados no capítulo 5. Para o caso I deve-se ter  $k = \frac{2}{3}$ , para o caso II  $k = \frac{1}{2}$  e para o caso III  $k = \frac{2}{5}$ .



# Controladores e bancadas experimentais

## II.1 Controladores de Corrente

O primeiro passo para o cálculo dos controladores é o estudo da função de transferência do sistema, neste caso o conversor. O modelo do conversor em malha aberta no domínio de Laplace, sem a inclusão dos controladores, é mostrado na Fig. II.1. A função de transferência do modelo é descrita matematicamente por (II.1).



Figura II.1: Modelo no domínio de Laplace de um conversor fonte de tensão

$$I_f(s) = K \frac{1}{sL_f + r_f} \frac{1}{s\tau + 1} \quad (\text{II.1})$$

Na equação (II.1) a constante  $K$  representa o ganho do conversor. Como os conversores irão fornecer correntes CA, deve ser utilizado um controlador que garanta erro zero em regime permanente. Um controlador conhecido e que possui essa característica é o PI modificado (Proporcional Integral Modificado). A função de transferência do controlador PI modificado é dada por (II.2);

$$F_c = \frac{k_a s^2 + k_b s + k_c}{s^2 + \omega_r} \quad (\text{II.2})$$

Na equação (II.2)  $k_a$ ,  $k_b$  e  $k_c$  são os ganhos do controlador PI modificado, enquanto que  $\omega_r$  é a frequência angular do sinal a ser compensado. Este controlador tem a vantagem de poder ser implementado no referencial 123 e garantir o ganho unitário na frequência do sinal a ser compensado, conforme mostrado na Fig. II.2.

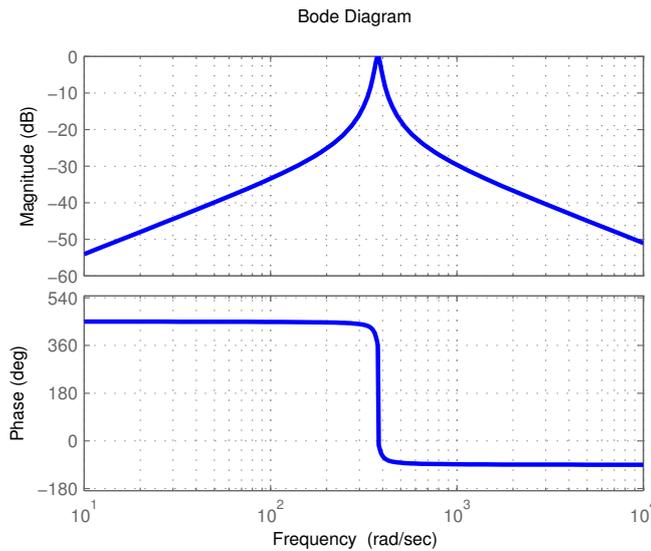


Figura II.2: Diagrama de bode da função de transferência de malha fechada contendo um controlador PI modificado.

Na Fig. II.2 do diagrama de Bode é ilustrado o ganho unitário na frequência de sintonia do controlador (377 rad/s indicando que este controlador está sintonizado para um sinal de 60 Hz), reparar que ele possui uma seletividade boa (o ponto do ganho unitário quase que se restringe somente na frequência de sintonia do controlador), entretanto, essa seletividade pode ser prejudicada caso o ganho  $k_a$  (que corresponde ao ganho proporcional) seja aumentado. Por este motivo que é preferível escolher ganhos  $k_a$  pequenos (na faixa de 1 a 20). O processo de sintonia (cálculo dos ganhos  $k_a$ ,  $k_b$  e  $k_c$ ) será descrito, muito brevemente, agora. Sejam  $s_1$  e  $s_2$  os zeros do controlador PI modificado. Através de algumas manipulações algébricas chega-se à conclusão que  $s_1 = \frac{\omega_r^2}{L_f}$  e que:

$$\frac{k_a}{k_b} = -\left(\frac{\omega_r^2 + \left(\frac{r_f}{L_f}\right)^2}{\frac{r_f}{L_f}}\right) \quad (\text{II.3})$$

A forma utilizada para se chegar à dedução dos ganhos leva em consideração que  $k_c$  é um grau de liberdade. Se o mesmo for excluído de forma alguma a sintonia dos ganhos é negativamente

afetada. Em caso de desconsideração de  $k_c$  pode-se sintonizar o controlador com  $k_b = \frac{k_a r_f}{L_f}$ . Na Fig. II.3 pode ser percebido que o paralelismo dos controladores sintonizados proporciona

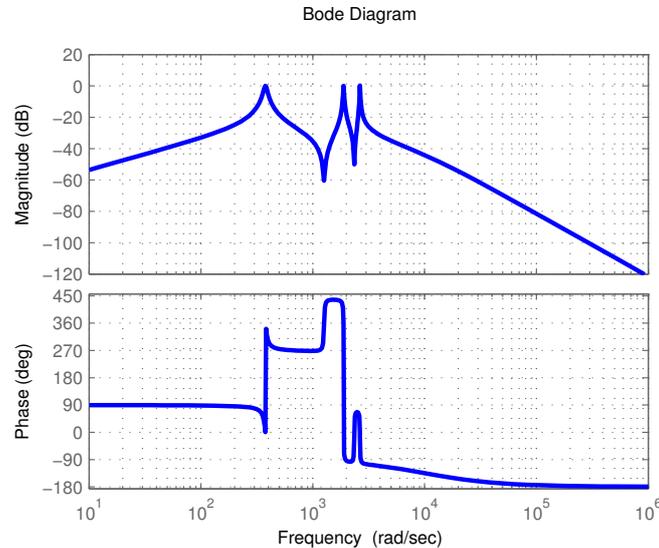


Figura II.3: Diagrama de bode da função de transferência de malha fechada contendo os controladores em paralelo.

ganho unitário nas suas frequências de sintonia. Isso é uma característica desejável do ponto de vista de seletividade das componentes harmônicas, porque se as especificações nominais do filtro ativo não permitirem a compensação total das componentes harmônicas presentes no sistema, uma parte delas ainda pode ser compensada [Lascu et al. \(2007\)](#). A observação ao cálculo do ganho  $k_a$  aplica-se igualmente aqui. De forma geral o ganho  $k_a$  é fixado (por exemplo em 2) e o ganho  $k_b$  pode ser calculado com o auxílio da equação (II.3). Alternativamente ao paralelismo dos controladores PI modificados pode haver a opção de aumentar o ganho  $k_a$ , mas esta prática (além de reduzir a seletividade do controlador) pode ocasionar instabilidades na malha de controle fechada.

## II.2 Controladores dos barramentos CC

Um dos modelos mais simples [Asiminoaei et al. \(2008\)](#) de um sistema conversor com a inclusão do modelo do barramento CC é mostrado na Fig. II.4.

Como a malha do controle de corrente é a interna, o diagrama de blocos da malha de controle da tensão (a malha externa) pode ser simplificado para o que está mostrado na Fig. II.5.

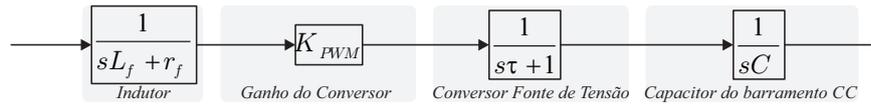


Figura II.4: Modelo no domínio de Laplace de um conversor fonte de tensão com a inclusão do capacitor do barramento CC.

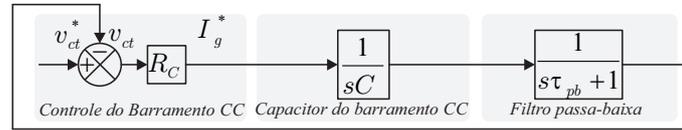


Figura II.5: Modelo no domínio de Laplace de um conversor fonte de com ênfase no controle do barramento CC.

O filtro passa-baixa pode ser incluído para a obtenção de uma amplitude de corrente  $I_g$  que varia de forma suave. O controlador representado pelo bloco  $R_C$  é um PI convencional, com função de transferência tal como a exibida em (II.4).

$$R_C = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (\text{II.4})$$

Existem metodologias na literatura técnica para o cálculo dos ganhos  $k_p$  e  $k_i$ . Uma delas [Azevedo et al. \(2011\)](#) demonstra como é possível calcular os ganhos desde que o filtro-passa baixo esteja presente na malha de controle. De acordo com esta referência os ganhos são dados por (II.5)-(II.6).

$$k_p = \frac{C}{2\tau_{pb}} \quad (\text{II.5})$$

$$k_i = \frac{C}{8\tau_{pb}^2} \quad (\text{II.6})$$

Na Fig. II.5 se a presença do filtro passa-baixas para a medição das tensões não for uma realidade, existe uma metodologia proposta de controle da tensão do barramento. A função de transferência de malha fechada para este caso é expressa em (II.7).

$$G_{cb} = \frac{sG_B k_p + G_B k_i}{s^2 + sG_B k_p + G_B k_i} \quad (\text{II.7})$$

onde  $G_B = \frac{1}{C}$ . Conforme a equação (II.7) mostra, o controlador PI insere um zero na função de transferência de malha fechada. Tal como mostrado em ([Dorf, 2001](#)) a função de transferência mostrada em (II.7) pode ser reduzida a uma função de segunda ordem. Sendo este o caso agora, o sistema é representado por (II.8)

$$G_{cb}^* = \frac{G_B k_i}{s^2 + s k_p G_B + G_B k_i} \quad (\text{II.8})$$

Agora os ganhos  $k_p$  e  $k_i$  do controlador do barramento podem ser calculados com os critérios de desempenho clássicos do controle analógico como o máximo sobressinal, o tempo de assentamento e o erro em regime permanente. O máximo sobressinal é expresso na equação (II.9) e os tempos de assentamento com erros de 2 % e 5 % para o regime permanente são expressos pelas equações (II.10)-(II.11).

$$M_s(100\%) = \exp^{-\left(\frac{\pi\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}\right)} \quad (\text{II.9})$$

$$t_{s2\%} = \frac{4}{\zeta\omega_n} \quad (\text{II.10})$$

$$t_{s5\%} = \frac{3}{\zeta\omega_n} \quad (\text{II.11})$$

Nas equações  $\omega_n$  é a frequência natural amortecida do sistema, a qual pode ser calculado ao se estabelecer o tempo de acentamento do controle. Isto posto, os ganhos do controlador podem ser obtidos por (II.12)-(II.13)

$$k_p = \frac{2\zeta\omega_n}{G_B} \quad (\text{II.12})$$

$$k_i = \frac{\omega_n^2}{G_B} \quad (\text{II.13})$$

Existe ainda uma outra possibilidade, nasceu de uma discussão entre este autor e o professor do DEE da UFPB, prof. Lucas Vinícius Hattman. A proposta pode ser apresentada como o controlador IP, com este controlador é possível eliminar a inserção do zero pelo PI convencional na função de transferência de malha fechada. O diagrama de blocos do controlador IP é mostrado na Fig. II.6.

A vantagem do controlador é que a função de transferência de malha fechada para o controle do barramento é eminentemente de segunda ordem. Os ganhos  $k_p$  e  $k_i$  para este controlador são obtidos também por meio das equações (II.12)-(II.13).

O controle das tensões nos barramentos dos conversores monofásicos é feito por meio de um controlador PI convencional. A relação dos ganhos proporcional e integral terá a

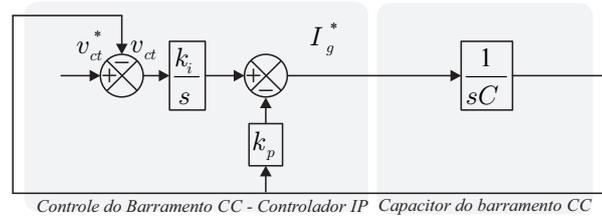


Figura II.6: Modelo no domínio de Laplace de um conversor fonte de com ênfase no controle do barramento CC - Controlador IP.

seguinte notação  $G = \frac{k_p}{k_i}$  nas discussões que se seguem. Com base nas equações (4.37) e (4.50) a função de transferência de malha aberta do sistema a ser controlado pode ser escrita da seguinte forma:

$$G_{ol}(s) = \frac{\frac{v_{cj}}{C_b \tau k}}{s + \frac{r_{res}}{C_b}} \frac{1}{s + \frac{1}{\tau}} \quad (\text{II.14})$$

Onde  $C_b$  é o valor da capacitância dos barramentos dos conversores monofásicos,  $r_{res}$  é o valor da resistência equivalente série dessas capacitâncias,  $k$  é uma constante (um grau de liberdade inserido devido à equação (4.50) e  $\tau$  é o período de chaveamento dos conversores (e que também corresponde ao período de amostragem utilizado no DSP da bancada). Usando o critério da alocação de polos segue-se que:

$$G_{cl}(s) = \frac{\frac{k_i v_{cj}}{C_b \tau k}}{s^2 + s \frac{1}{\tau} + \frac{k_i v_{cj}}{C_b \tau k}} \quad (\text{II.15})$$

Fazendo com que a função de transferência de malha fechada da equação (II.15) possua polos reais e idênticos, os ganhos integral e proporcional podem ser calculados conforme abaixo:

$$k_i = \frac{C_b k}{4v_{cj} \tau} \quad (\text{II.16})$$

$$k_p = \frac{C_b k_i}{r_{res}} \quad (\text{II.17})$$

O valor de  $r_{res}$  pode ser inferido da folha de dados do fabricante dos capacitores do barramento. O valor de  $k$  pode ser variado de 0,5 a 1,0.

## II.3 Montagens experimentais

### II.3.1 Montagem para a Configuração ao MMC2B

Na Fig. II.7 é mostrada a bancada experimental para a obtenção das curvas do capítulo 3.

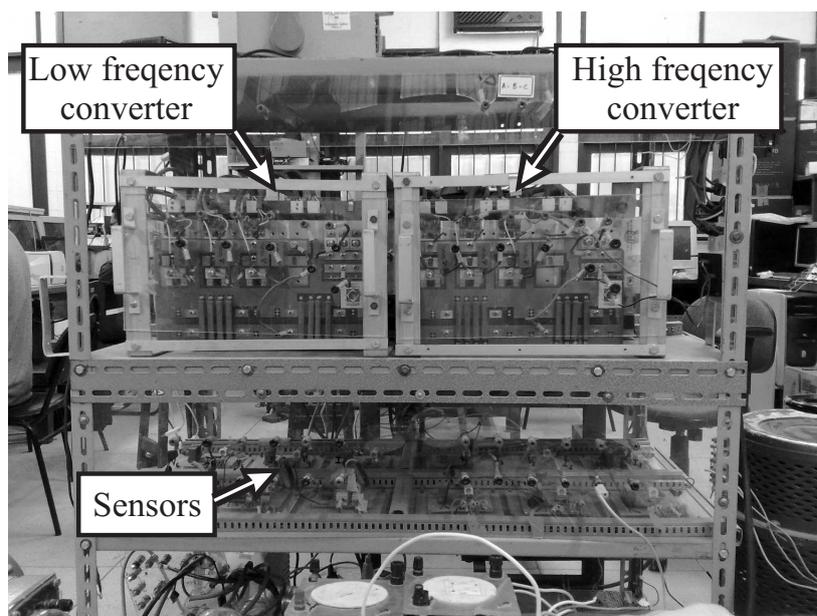


Figura II.7: Bancada experimental onde foram retirados os resultados da Configuração MMC2B.

### II.3.2 Montagem para as configurações 3HB1T e 3HB1T4W

Na Fig. II.8 é mostrada a bancada experimental onde foram retirados os resultados para as Configurações 3HB1T e 3HB1T4W. Diferente da bancada anterior, esta possui um DSP (TMS320F28335) da *Texas Instruments*, o qual é responsável por gerar todos os sinais de gatilhos das chaves dos conversores e gerar as ações de controle do sistema.

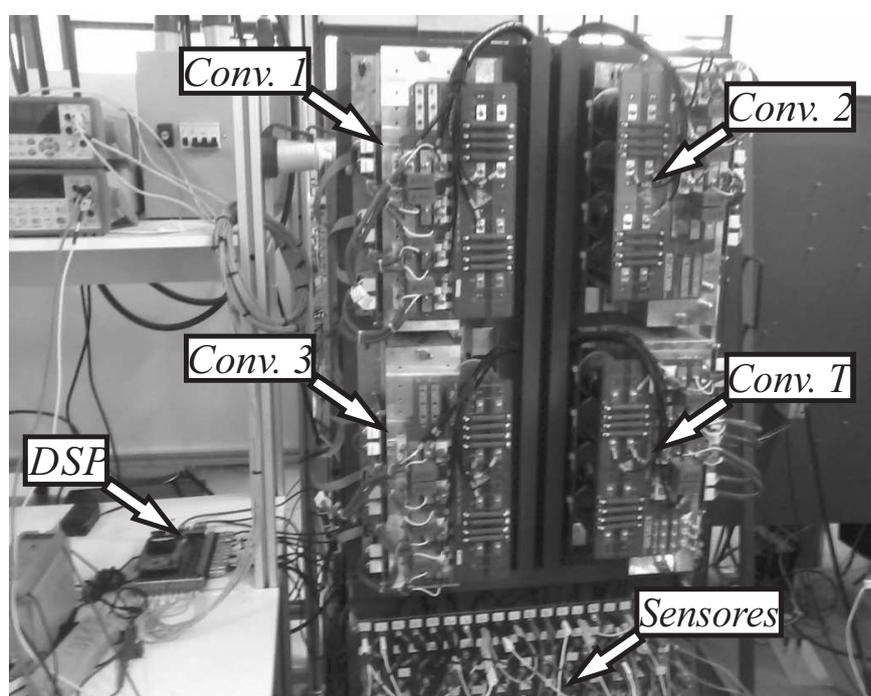


Figura II.8: Bancada experimental onde foram retirados os resultados das Configurações 3HB1T e 3HB1T4W.



## Análise de potências para o conversor 3HB1T - utilizando LS-PWM e CB-PWM

Este anexo tem por função mostrar o estudo que foi feito com relação ao processamento das perdas entre os conversores monofásicos e conversor trifásico, com o objetivo de averiguar o impacto da estratégia de regulação proposta no capítulo 5 desta tese e comparar com a solução do capítulo 4.

Serão analisados os três casos mostrados no capítulo 5 (a saber caso  $v_{ct} = v_h$ , onde as tensões dos barramentos CC dos conversores monofásicos e trifásico são iguais, caso  $v_{ct} = 2v_h$ , onde a tensão do barramento CC do conversor trifásico é o dobro dos monofásicos, e o caso  $v_{ct} = 3v_h$ , onde a tensão do barramento CC trifásico é o triplo dos monofásicos).

Em todos os casos estudados neste anexo, foram feitas simulações em regime permanente da Configuração 3HB1T. Estas simulações fixam uma parcela de perdas (1 p.u) total da configuração 3HB1T, além disso foi alterado o fator de potência da carga (de 0 a 1), com o intuito de verificar a distribuição das perdas entre os conversores monofásico e trifásico quando há a necessidade de regular o barramento CC dos conversores monofásicos. Para uma melhor explanação do modo como foi realizado este estudo na variação do fator de potência da carga, é exibido o diagrama fasorial da Fig. III.1. O filtro ativo compensa prioritariamente reativos, o que corresponde à componente de corrente  $I_F$  do diagrama, o ângulo  $\theta_L$  é variado de 0 (ou seja quando a corrente do filtro corresponderá somente à corrente de perdas  $I_P$ )

até  $90^\circ$  (ou seja, quando a amplitude da corrente da carga será integralmente fornecida pelo filtro (carga extremamente reativa) mais a corrente de perdas  $I_P$ ).

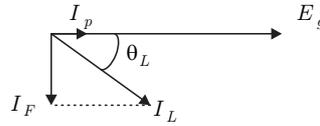


Figura III.1: Diagrama fasorial que correlaciona a corrente da carga e a corrente oriunda das perdas do conversor.

Para este estudo foram montadas Tabelas, cada uma tem seis colunas discriminadas da seguinte forma:  $i_m$  é o índice de modulação em amplitude aplicado ao conversor, PCMs potência ativa processada pelos conversores monofásicos, PCT potência ativa processada pelo conversor trifásico, (CAR) cenário onde os barramentos CC dos conversores monofásicos estão acima de sua referência desejada, (DES) cenário onde os barramentos CC dos conversores monofásicos estão abaixo de sua referência desejada.

Essas Tabelas mostram a exequibilidade da estratégia de regulação proposta no capítulo 5 diante dos conversores não ideais em diversos pontos de operação. Se em algum ponto de operação a soma das potências processadas pelos conversores monofásicos com o conversor trifásico fosse diferente de 1 p.u (que foi a potência associada às perdas imposta na simulação), implicaria em uma ação de controle absurda por parte da estratégia de regulação proposta nesta tese. Em todas as simulações o conversor 3HB1T operou compensando os reativos da carga (sem a inserção de componentes de harmônicos da corrente de carga).

Para efeito de ilustração, os diagramas de níveis são mostrados novamente nas Figs. III.2, III.3, III.4 para todos os casos que serão abordados neste anexo. Estas Figuras também ilustram os estados de chaveamento de cada caso (bem como os efeitos de carga e descarga associados com a corrente. Notar que eles não são complementares - as legendas das figuras estão acima das mesmas).

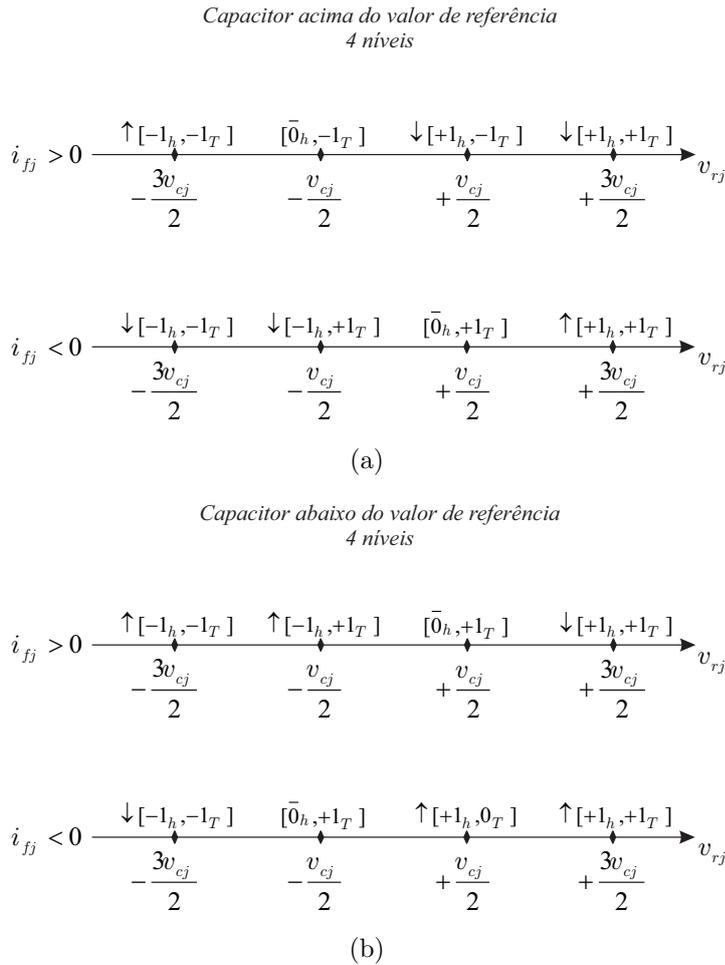


Figura III.2: Reta de níveis por fase para o caso  $v_{ct} = v_{ch}$  com os seus respectivos efeitos sobre a carga ou descarga do capacitor: (topo) quando os barramentos CC dos conversores monofásicos estão acima da referência; (abaixo) quando o os barramentos CC dos conversores monofásicos estão abaixo da referência.

### III.1 Caso $v_{ct} = v_{ch}$

Em todos os casos que se seguem serão fornecidas quatro tabelas. Duas referentes ao processamento da potência de perdas quando no conversor é utilizada a modulação LS-PWM com índices de modulação de 1,0 e 0,8 e as duas restantes quando a modulação CB-PWM (para os mesmos índices de modulação).

Conforme mostrado nas Tabelas III.1 e III.2 quando o índice de modulação é igual a 1,0 e no cenário onde as tensões nos barramentos CC dos conversores monofásicos estão acima de suas referências desejadas ,o conversor trifásico processa a maior parcela de perdas até quando o fator de potência da carga varia de 0,0 até 0,8, após este intervalo os conversores

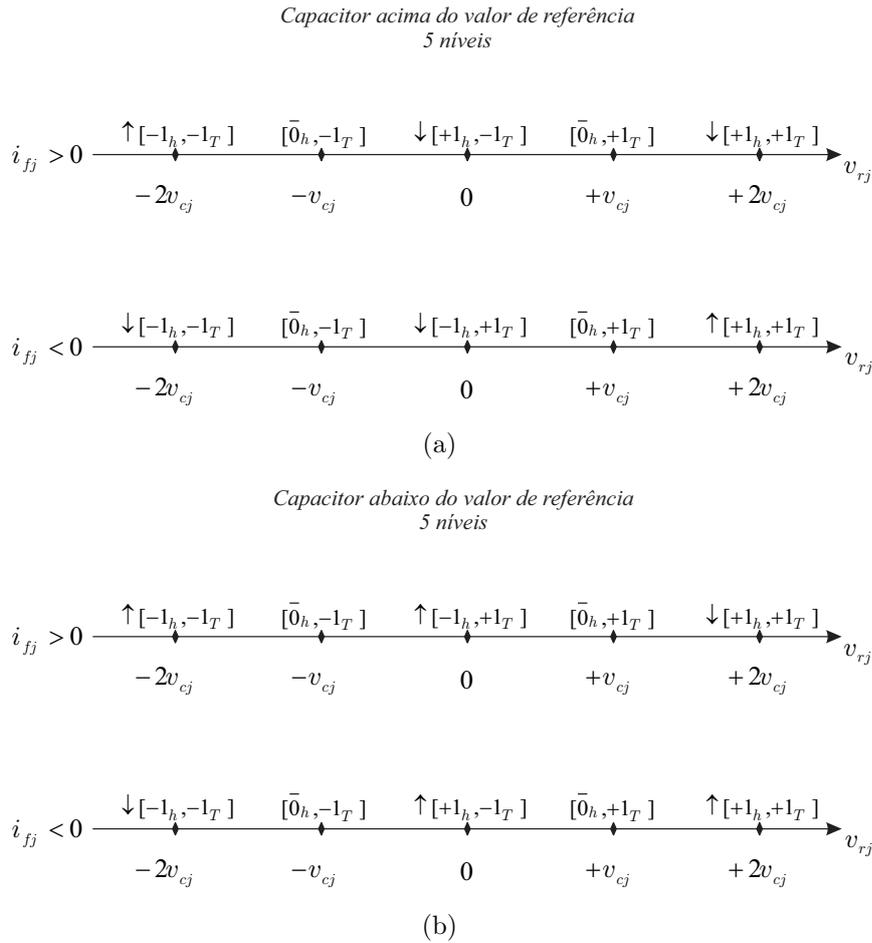


Figura III.3: Reta de níveis por fase para o caso  $v_{ct} = 2v_{ch}$  com os seus respectivos efeitos sobre a carga ou descarga do capacitor: (topo) quando os barramentos CC dos conversores monofásicos estão acima da referência; (abaixo) quando o os barramentos CC dos conversores monofásicos estão abaixo da referência.

Tabela III.1: Caso  $v_{ct} = v_{ch}$  - índice de modulação igual a 1,0 - LS-PWM

$i_m$	$\cos(\phi)$	PCMs (CAR)	PCT (CAR)	PCMs (DES)	PCT (DES)
1,0	0,0	0,29	0,71	1,08	-0,08
	0,1	0,29	0,71	1,07	-0,07
	0,2	0,30	0,70	1,07	-0,07
	0,3	0,31	0,69	1,06	-0,06
	0,4	0,32	0,68	1,04	-0,04
	0,5	0,34	0,66	1,02	-0,02
	0,6	0,37	0,63	0,99	0,01
	0,7	0,40	0,60	0,96	0,04
	0,8	0,45	0,55	0,92	0,08
	0,9	0,51	0,49	0,85	0,15
	1,0	0,67	0,33	0,70	0,30

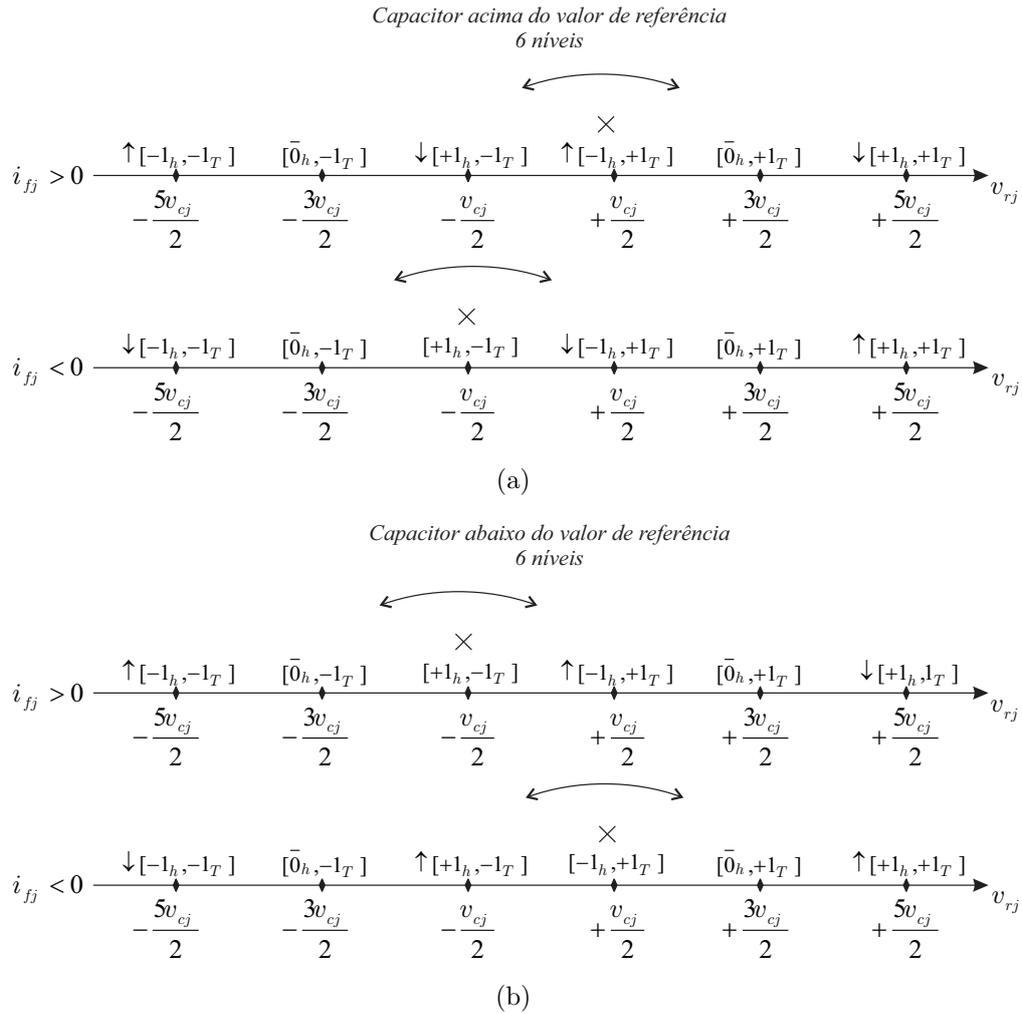


Figura III.4: Reta de níveis por fase para o caso  $v_{ct} = 3v_{ch}$  com os seus respectivos efeitos sobre a carga ou descarga do capacitor: (topo) quando os barramentos CC dos conversores monofásicos estão acima da referência; (abaixo) quando o os barramentos CC dos conversores monofásicos estão abaixo da referência.

monofásicos processam uma parcela de perdas menor. Este, portanto, é o intervalo de fator de potência mais restrito para o filtro trabalhar neste cenário de tensão nos barramentos CC dos conversores monofásicos. Para o cenário onde a tensão dos barramentos CC dos conversores monofásicos estão abaixo de suas referências é possível trabalhar com potência nula no conversor trifásico refletindo numa folga maior do ponto de vista de eficiência do sistema como um todo (isso ocorre para um fator de potência da carga variando de 0,0 a 0,5 no caso da modulação LS-PWM).

Quando o índice de modulação diminui, ver Tabelas III.3 e III.4, é perceptível que, para uma larga faixa de operação do conversor em ambos os cenários de carregamento, a

Tabela III.2: Caso  $v_{ct} = v_{ch}$  - índice de modulação igual a 1,0 - CB-PWM

$i_m$	$\cos(\phi)$	PCMs (CAR)	PCT (CAR)	PCMs (DES)	PCT (DES)
1,0	0,0	0,16	0,84	0,89	0,11
	0,1	0,16	0,84	0,89	0,11
	0,2	0,17	0,83	0,89	0,11
	0,3	0,19	0,81	0,88	0,12
	0,4	0,21	0,79	0,87	0,13
	0,5	0,23	0,77	0,86	0,14
	0,6	0,27	0,73	0,85	0,15
	0,7	0,32	0,68	0,83	0,17
	0,8	0,38	0,62	0,80	0,20
	0,9	0,47	0,53	0,76	0,24
	1,0	0,67	0,33	0,66	0,34

Tabela III.3: Caso  $v_{ct} = v_{ch}$  - índice de modulação igual a 0,8 - LS - PWM

$i_m$	$\cos(\phi)$	PCMs (CAR)	PCT (CAR)	PCMs (DES)	PCT (DES)
0,8	0,0	0,00	1,00	1,46	-0,46
	0,1	0,00	1,00	1,45	-0,45
	0,2	0,02	0,98	1,44	-0,44
	0,3	0,04	0,96	1,42	-0,42
	0,4	0,06	0,94	1,39	-0,39
	0,5	0,10	0,90	1,35	-0,35
	0,6	0,15	0,85	1,31	-0,31
	0,7	0,21	0,79	1,25	-0,25
	0,8	0,30	0,70	1,16	-0,16
	0,9	0,41	0,59	1,04	-0,04
	1,0	0,68	0,32	0,77	0,23

Tabela III.4: Caso  $v_{ct} = v_{ch}$  - índice de modulação igual a 0,8 - CB-PWM

$i_m$	$\cos(\phi)$	PCMs (CAR)	PCT (CAR)	PCMs (DES)	PCT (DES)
1,0	0,0	-0,15	1,15	1,24	-0,24
	0,1	-0,14	1,14	1,24	-0,24
	0,2	-0,13	1,13	1,23	-0,23
	0,3	-0,11	1,11	1,21	-0,21
	0,4	-0,07	1,07	1,19	-0,19
	0,5	-0,03	1,03	1,16	-0,16
	0,6	0,03	0,97	1,13	-0,13
	0,7	0,11	0,89	1,08	-0,08
	0,8	0,21	0,79	1,02	-0,02
	0,9	0,36	0,64	0,93	0,07
	1,0	0,36	0,64	0,73	0,27

estratégia impõe uma operação mais folgada em termos de eficiência do conversor como um todo, possibilitando que as perdas se concentrem em somente um dos conversores (os valores negativos de potência processada significam que o conversor em questão está trabalhando com potência de perdas nula). Nas Tabelas III.1, III.2, III.3 e III.4 quando a carga é muito resistiva (considerar o fator de potência 1) a distribuição das perdas é semelhante independentemente do cenário de carga ou descarga ou da modulação utilizada.

### III.2 Caso $v_{ct} = 2v_{ch}$

Conforme mostrado nas Tabelas III.5 e III.6 existe uma folga maior na distribuição das perdas quando o conversor é modulado por CB-PWM tanto nos cenários de carregamento excessivo ou insuficiente dos barramentos CC dos conversores monofásicos e quando o conversor compensa cargas com fator de potência abaixo de 0,8 (reparar que é possível que as perdas se concentrem mais hora nos conversores monofásicos ou no trifásico). Para cargas mais resistivas (cargas com fator de potência de 1,0 - inclusive o cenário mais difícil para o conversor do ponto de vista de perdas) a diferença é mínima independente do cenário de carga ou descarga acentuada (com uma leve vantagem de 9% quando a modulação CB-PWM é utilizada).

Tabela III.5: Caso  $v_{ct} = 2v_{ch}$  - índice de modulação igual a 1,0 - LS - PWM

$i_m$	$\cos(\phi)$	PCMs (CAR)	PCT (CAR)	PCMs (DES)	PCT (DES)
1,0	0,0	0,25	0,75	0,66	0,34
	0,1	0,25	0,75	0,66	0,34
	0,2	0,25	0,75	0,66	0,34
	0,3	0,26	0,74	0,65	0,35
	0,4	0,27	0,73	0,65	0,35
	0,5	0,28	0,72	0,64	0,36
	0,6	0,29	0,71	0,62	0,38
	0,7	0,31	0,69	0,60	0,40
	0,8	0,33	0,67	0,58	0,42
	0,9	0,37	0,63	0,54	0,46
	1,0	0,45	0,55	0,46	0,54

Nas Tabelas III.5 e III.6 quando o índice de modulação é de 0,8, para cargas com fator de potência abaixo de 0,7, tanto a estratégia proposta utilizando a modulação LS-PWM quanto a CB-PWM do ponto de vista da folga de distribuição de perdas (com com os conversores monofásicos ou trifásicos trabalhando com potência nula). Já quando a carga é muito resistiva (que é o cenário onde será interessante verificar a necessidade de desligamento do filtro) a solução proposta utilizando LS-PWM tem uma leve vantagem porque faz com que uma parcela de aproximadamente 67% de perdas seja processada apenas pelo conversor trifásico. Quando a estratégia proposta com CB-PWM é utilizada o processamento de perdas fica quase que igualmente distribuído entre os conversores monofásicos e trifásico.

Tabela III.6: Caso  $v_{ct} = 2v_{ch}$  - índice de modulação igual a 1,0 - CB-PWM

$i_m$	$\cos(\phi)$	PCMs (CAR)	PCT (CAR)	PCMs (DES)	PCT (DES)
1,0	0,0	-0,06	1,06	0,78	0,22
	0,1	-0,06	1,06	0,78	0,22
	0,2	-0,05	1,05	0,77	0,23
	0,3	-0,04	1,04	0,76	0,24
	0,4	-0,02	1,02	0,75	0,25
	0,5	0,01	0,99	0,74	0,26
	0,6	0,05	0,95	0,72	0,28
	0,7	0,10	0,90	0,69	0,31
	0,8	0,17	0,83	0,66	0,34
	0,9	0,26	0,74	0,61	0,39
	1,0	0,49	0,51	0,49	0,51

Tabela III.7: Caso  $v_{ct} = 2v_{ch}$  - índice de modulação igual a 0,8 - LS - PWM

$i_m$	$\cos(\phi)$	PCMs (CAR)	PCT (CAR)	PCMs (DES)	PCT (DES)
0,8	0,0	0,00	1,00	0,65	0,35
	0,1	0,00	1,00	0,65	0,35
	0,2	0,01	0,99	0,64	0,36
	0,3	0,02	0,98	0,63	0,37
	0,4	0,03	0,97	0,62	0,38
	0,5	0,05	0,95	0,60	0,40
	0,6	0,07	0,93	0,58	0,42
	0,7	0,10	0,90	0,55	0,45
	0,8	0,13	0,87	0,52	0,48
	0,9	0,19	0,81	0,46	0,54
	1,0	0,32	0,68	0,33	0,67

Tabela III.8: Caso  $v_{ct} = 2v_{ch}$  - índice de modulação igual a 0,8 - CB-PWM

$i_m$	$\cos(\phi)$	PCMs (CAR)	PCT (CAR)	PCMs (DES)	PCT (DES)
1,0	0,0	-0,46	1,46	1,10	-0,10
	0,1	-0,45	1,45	1,09	-0,09
	0,2	-0,44	1,44	1,08	-0,08
	0,3	-0,41	1,41	1,07	-0,07
	0,4	-0,37	1,37	1,04	-0,04
	0,5	-0,32	1,32	1,01	-0,01
	0,6	-0,26	1,26	0,97	0,03
	0,7	-0,17	1,17	0,92	0,08
	0,8	-0,06	1,06	0,85	0,15
	0,9	0,10	0,90	0,75	0,25
	1,0	0,45	0,55	0,51	0,49

### III.3 Caso $v_{ct} = 3v_{ch}$

Nas Tabelas III.9 e III.10 para cargas com fator de potência abaixo de 0,7 a solução utilizando a modulação CB-PWM para regulação das tensões nos barramentos CC dos conversores monofásicos apresenta uma vantagem considerável face à solução explorada na modulação LS-PWM. Quando a carga é muito resistiva, a situação é invertida e a solução de regulação com LS-PWM apresenta vantagem.

Tabela III.9: Caso  $v_{ct} = 3v_{ch}$  - índice de modulação igual a 1,0 - LS - PWM

$i_m$	$\cos(\phi)$	PCMs (CAR)	PCT (CAR)	PCMs (DES)	PCT (DES)
1,0	0,0	0,14	0,86	0,54	0,46
	0,1	0,14	0,86	0,54	0,46
	0,2	0,15	0,85	0,54	0,46
	0,3	0,15	0,85	0,53	0,47
	0,4	0,16	0,84	0,52	0,48
	0,5	0,17	0,83	0,51	0,49
	0,6	0,18	0,82	0,50	0,50
	0,7	0,20	0,80	0,48	0,52
	0,8	0,22	0,78	0,46	0,54
	0,9	0,26	0,74	0,43	0,57
	1,0	0,34	0,66	0,34	0,66

Tabela III.10: Caso  $v_{ct} = 3v_{ch}$  - índice de modulação igual a 1,0 - CB-PWM

$i_m$	$\cos(\phi)$	PCMs (CAR)	PCT (CAR)	PCMs (DES)	PCT (DES)
1,0	0,0	-0,15	1,15	0,67	0,33
	0,1	-0,14	1,14	0,67	0,33
	0,2	-0,14	1,14	0,66	0,34
	0,3	-0,12	1,12	0,66	0,34
	0,4	-0,10	1,10	0,64	0,36
	0,5	-0,07	1,07	0,63	0,37
	0,6	-0,03	1,03	0,61	0,39
	0,7	0,01	0,99	0,58	0,42
	0,8	0,08	0,92	0,55	0,45
	0,9	0,17	0,84	0,50	0,50
	1,0	0,37	0,63	0,38	0,62

Nas Tabelas III.11 e III.12 são mostrados alguns fatos interessantes. No cenário de carregamento excessivo das tensões dos barramentos CC dos conversores monofásicos tanto a solução com LS-PWM quanto a com CB-PWM são incrivelmente semelhantes porque

Tabela III.11: Caso  $v_{ct} = 3v_{ch}$  - índice de modulação igual a 0,8 - LS - PWM

$i_m$	$\cos(\phi)$	PCMs (CAR)	PCT (CAR)	PCMs (DES)	PCT (DES)
0,8	0,0	-0,13	1,13	0,49	0,51
	0,1	-0,13	1,13	0,49	0,51
	0,2	-0,12	1,12	0,48	0,52
	0,3	-0,12	1,12	0,48	0,52
	0,4	-0,10	1,10	0,46	0,54
	0,5	-0,09	1,09	0,45	0,55
	0,6	-0,07	1,07	0,43	0,57
	0,7	-0,04	1,04	0,40	0,60
	0,8	0,00	1,00	0,36	0,64
	0,9	0,05	0,95	0,31	0,69
	1,0	0,18	0,82	0,19	0,81

Tabela III.12: Caso  $v_{ct} = 3v_{ch}$  - índice de modulação igual a 0,8 - CB-PWM

$i_m$	$\cos(\phi)$	PCMs (CAR)	PCT (CAR)	PCMs (DES)	PCT (DES)
0,8	0,0	-0,56	1,56	0,95	0,05
	0,1	-0,55	1,55	0,95	0,05
	0,2	-0,54	1,54	0,94	0,06
	0,3	-0,51	1,51	0,93	0,07
	0,4	-0,48	1,48	0,90	0,10
	0,5	-0,43	1,43	0,87	0,13
	0,6	-0,37	1,37	0,83	0,17
	0,7	-0,29	1,29	0,78	0,22
	0,8	-0,18	1,18	0,71	0,29
	0,9	-0,03	1,03	0,61	0,39
	1,0	0,32	0,68	0,38	0,62

possibilitam que, para uma faixa de cargas com fator de potência abaixo de 0,9, é possível que apenas um dos conversores (neste caso o trifásico) trabalhe processando a maior parcela de perdas. No cenário com descarga excessiva a solução com LS-PWM induz um processamento de perdas quase que igual em ambos os conversores, mostrando que nesse cenário a solução com CB-PWM seria mais bem aplicável nesse aspecto. Quando a carga é muito resistiva, a situação se inverte tremendamente indicando que a solução proposta com LS-PWM deve ser utilizada porque induz um processamento maior das perdas no conversor trifásico.

Uma observação final a ser feita é que o pior caso de trabalho para a Configuração 3HB1T operando como filtro ativo é quando a carga possui um fator de potência unitário, porque as perdas dos conversores serão proporcionais às suas tensões do barramento CC. Então, diante desta realidade, a utilização da proposta de regulação proposta utilizando

a modulação LS-PWM apresenta um empate quando o conversor interconectado trabalha com quatro níveis, uma leve vantagem quando o conversor 3HB1T trabalha com 5 níveis e uma vantagem quando o conversor interconectado trabalha com 6 níveis. Isso não significa que a estratégia que utiliza a modulação CB-PWM apresenta desvantagem, porque isso é um reflexo do fato da mesma não otimizar os níveis no momento da sua aplicação, de todo modo, a implementação da estratégia proposta com CB-PWM é mais direta principalmente em microprocessadores com memórias menores.

# A

## Filtros de sinal implementados na Tese

Este anexo tem por objetivo mostrar como foram implementados os filtros passa-alta e passa-baixas desta Tese.

### A.1 Filtro passa-baixas

O filtro passa-baixas desta Tese tem a função de transferência expressa por (A.1):

$$FPB(s) = \left( \frac{\omega_c^2}{s^2 + 2\beta\omega_c s + \omega_c^2} \right)^2 \quad (\text{A.1})$$

Na equação (A.1)  $\omega_c$  corresponde à frequência de corte do filtro e  $\beta$  corresponde à largura de banda. Trata-se de um filtro de quarta ordem. Para implementação digital desse filtro, foi aplicado o método da transformação bilinear de Tustin, a qual substitui a variável  $s$  por:

$$s = \frac{2}{T} \frac{z - 1}{z + 1} \quad (\text{A.2})$$

Onde  $T$  é a frequência de amostragem utilizada no *DSP* (*Digital Signal Processor*). Após a aplicação da transformada, uma equação de diferenças é obtida, bastando somente inseri-la no código do *DSP*.

Por exemplo, para um filtro de primeira ordem, expresso na equação (A.3) com uma

frequência de corte em 10 Hz:

$$FPB_{1ordem} = \frac{62,83}{s + 62,83} \quad (\text{A.3})$$

A aplicação da transformada de Tustin para uma frequência de amostragem de 10 kHz implicaria na seguinte expressão:

$$FPB_{1aordemDis} = \frac{0,003231z + 0,003231}{z - 0,9997} \quad (\text{A.4})$$

Lembrando que no domínio discreto (domínio  $z$ ) uma função de transferência deve ser representada por  $z^{-1}$ , a transformada de Tustin para (A.4) deve ser normalizada em  $z$ , desta forma:

$$\frac{Y(z^{-1})}{X(z^{-1})} = FPB'_{1ordemDis} = \frac{0,003231 + 0,003231z^{-1}}{1 - 0,9997z^{-1}} \quad (\text{A.5})$$

Na equação (A.5)  $Y(z^{-1})$  e  $X(z^{-1})$  representam a saída e a entrada da equação de diferenças, respectivamente. Quando discretizado o filtro irá necessitar de valores anteriores (precisará guardar valores anteriores) tanto para o sinal de saída quanto para o sinal de entrada (o que será filtrado).

### A.1.1 Resposta em frequência do filtro passa-baixas implementado

Para entender o comportamento no domínio da frequência do filtro passa-baixas utilizado na Tese, na Fig. A.1 é mostrado o Diagrama de Bode do filtro. Observar que a frequência de corte foi estabelecida em 10 Hz. Para frequências de sinal muito próximos da frequência de corte o atraso imposto pelo filtro é de 25 graus, já para sinais abaixo de 5 Hz o atraso máximo é de 12 graus.

## A.2 Filtro passa alta

O filtro passa alta (FPA) implementado na Tese tem a função de transferência expressa em (A.6):

$$FPA(s) = 1 - \left( \frac{\omega_c^2}{s^2 + 2\beta\omega_c s + \omega_c^2} \right)^2 \quad (\text{A.6})$$

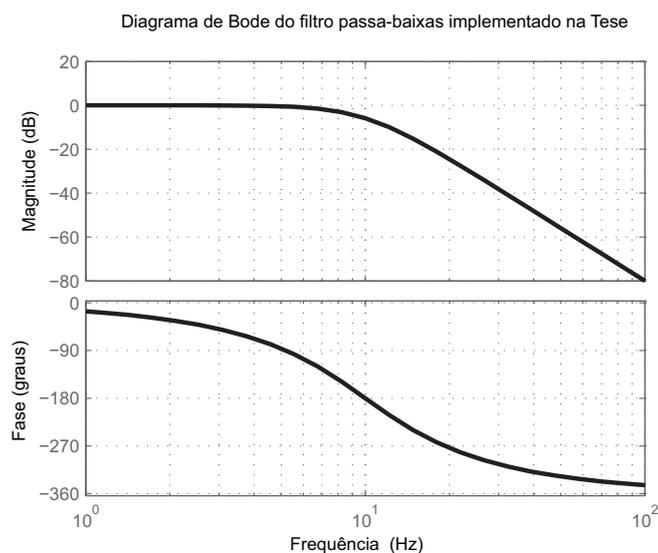


Figura A.1: Resposta em frequência do filtro passa-baixas (FPB) implementado nesta Tese.

Trata-se de um filtro de quarta ordem, tal como o que foi implementado na seção anterior. O método de discretização utilizado já foi descrito naquela seção. A frequência de corte foi estabelecida em 10 Hz.

### A.2.1 Resposta em frequência do filtro passa-alta

Para caracterizar o filtro passa alta utilizado na Tese, a sua resposta em frequência é mostrada na Fig. A.2

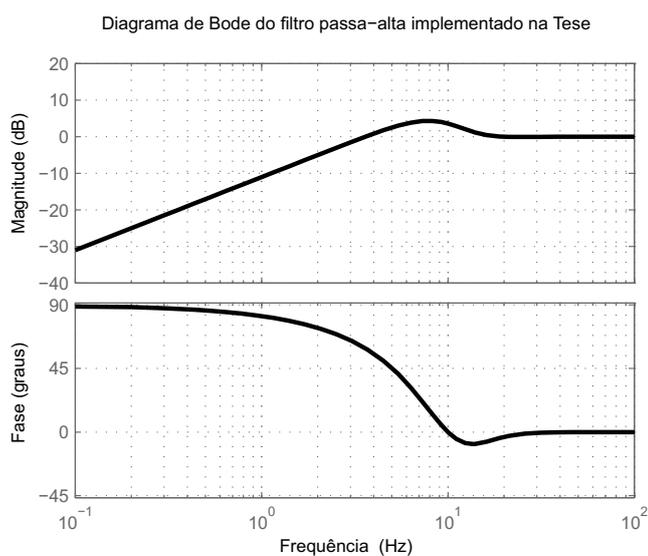


Figura A.2: Resposta em frequência do filtro passa alta (FPA) implementado nesta Tese.

Conforme pode ser visto, para frequências de sinal próximas da frequência de corte o atraso máximo é de 9 graus.

# B

## Harmônicos de tensão, fator de potência e desequilíbrios - valores de referência no Brasil

Este anexo tem por objetivo expor os valores de referência da poluição de harmônicos de tensão, fator de potência e desequilíbrios de tensão normatizados no Brasil pela ANEEL (Agência Brasileira de Energia Elétrica) e elencados no PRODIST (Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional). Para uma consulta completa recomenda-se verificar a seção 8 da norma.

### B.1 Fator de Potência

Para unidade consumidora ou conexão entre distribuidoras com tensão inferior a 230 kV, o fator de potência no ponto de conexão deve estar compreendido entre 0,92 (noventa e dois centésimos) e 1,00 (um) indutivo ou 1,00 (um) e 0,92 (noventa e dois centésimos) capacitivo, de acordo com regulamentação vigente. Para unidade consumidora com tensão igual ou superior a 230 kV os padrões deverão seguir o determinado no Procedimento de Rede. Para unidade produtora de energia, o fator de potência deve estar compreendido entre os valores estabelecidos nos Procedimentos de Rede.

## B.2 Harmônicos

Os valores de referência para as distorções harmônicas totais estão indicados na Tabela B.1 a seguir. Estes valores servem para referência do planejamento elétrico em termos de QEE e que, regulatoriamente, serão estabelecidos em resolução específica, após período experimental de coleta de dados.

Tabela B.1: Comparativos de perdas entre a configuração do conversor trifásico e a MMC2B (todas as estruturas chaveando a 10 kHz).

<b>Tensão nominal do Barramento</b>	<b>Distorção Harmônica Total de Tensão DTT [%]</b>
$V_N \leq 1kV$	10
$1kv \leq qV_N \leq 13,8kV$	8
$13,8kV \leq V_N \leq 69kV$	6
$69kV \leq V_N \leq 230kV$	3

# Referências Bibliográficas

- A. M., M.; Jacobina, C. B.; Melo, V. B.; dos Santos Jr, E. C. e Fabrício, E. L. L. (2013) Three-phase shunt active power filter based on the interconnection of single-phase and three-phase converters, In: *Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência*.
- Abdalla, I.; Rao, K. S. R. e Perumal, N. (2011a) Cascaded multilevel inverter based shunt active power filter in four-wire distribution system, In: *National Postgraduate Conference (NPC), 2011*, pp. 1–6.
- Abdalla, I.; Rao, K. S. R. e Perumal, N. (2011b) Three-phase four-leg shunt active power filter to compensate harmonics and reactive power, In: *Computers Informatics (ISCI), 2011 IEEE Symposium on*, pp. 495–500.
- Akagi, H. (2005) Active harmonic filters, *Proceedings of the IEEE*, **93**(12):2128–2141.
- Akagi, H.; Nabae, A. e Atoh, S. (1986) Control strategy of active power filters using multiple voltage-source pwm converters, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, **IA-22**(3):460–465.
- Al-Alaoui, M. (2007) Novel approach to analog-to-digital transforms, *Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions on*, **54**(2):338–350.
- de Alvarenga, M. e Antenor Pomilio, J. (2014) Voltage balancing and commutation suppression in symmetrical cascade multilevel converters for power quality applications, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **61**(11):5996–6003.
- ANEEL (2011) Procedimentos de distribuição de energia elétrica no sistema elétrico nacional - prodist - módulo 8: Qualidade de energia elétrica, Agência Nacional de Energia Elétrica - ANEEL, pp. 1–70.
- ANEEL (2012) Condições gerais de fornecimento de energia elétrica, Agência Nacional de Energia Elétrica - ANEEL, pp. 1–70.

- Asiminoaei, L.; Lascu, C.; Blaabjerg, F. e Boldea, I. (2007) Performance improvement of shunt active power filter with dual parallel topology, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **22**(1):247–259.
- Asiminoaei, L.; Aeloiza, E.; Enjeti, P. e Blaabjerg, F. (2008) Shunt active-power-filter topology based on parallel interleaved inverters, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **55**(3):1175–1189.
- Azevedo, C. C.; Ribeiro, R. L. A.; Jacobina, C. e Sousa, R. M. (2011) Dc-link regulator for shunt power active filter using feed-forward control strategy, In: *Power Electronics Conference (COBEP), 2011 Brazilian*, pp. 877–883.
- Barros, J. e Perez, E. (2003) An adaptive method for determining the reference compensating current in single-phase shunt active power filters, *Power Delivery, IEEE Transactions on*, **18**(4):1578–1580.
- Bhattacharya, A. e Chakraborty, C. (2011) A shunt active power filter with enhanced performance using ann-based predictive and adaptive controllers, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **58**(2):421–428.
- Blasko, V. (1997) Analysis of a hybrid pwm based on modified space-vector and triangle-comparison methods, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, **33**(3):756–764.
- Chaoui, A.; Gaubert, J.-P.; Krim, F. e Rambault, L. (2008) On the design of shunt active filter for improving power quality, In: *Industrial Electronics, 2008. ISIE 2008. IEEE International Symposium on*, pp. 31–37.
- Chatterjee, K.; Fernandes, B. G. e Dubey, G. (1999) An instantaneous reactive volt-ampere compensator and harmonic suppressor system, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **14**(2):381–392.
- Chavarria, J.; Biel, D.; Guinjoan, F.; Meza, C. e Negroni, J. (2013) Energy-balance control of pv cascaded multilevel grid-connected inverters under level-shifted and phase-shifted pwms, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **60**(1):98–111.
- Chen, Z.; Chen, M. e Wang, C. (2012) A novel three-phase four-wire active power filter applicable to aircraft power system, In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE*, pp. 706–712.

- Chiang, S. e Chang, J. (1999a) Design and implementation of the parallelable active power filter, In: *Power Electronics Specialists Conference, 1999. PESC 99. 30th Annual IEEE*, vol. 1, pp. 406–411 vol.1.
- Chiang, S. J. e Chang, J. (1999b) Design and implementation of the parallelable active power filter, In: *Power Electronics Specialists Conference, 1999. PESC 99. 30th Annual IEEE*, vol. 1, pp. 406–411 vol.1.
- Choi, W.-H.; Lam, C.-S.; Wong, M.-C. e Han, Y.-D. (2013) Analysis of dc-link voltage controls in three-phase four-wire hybrid active power filters, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **28**(5):2180–2191.
- Cirrincone, M.; Pucci, M.; Vitale, G. e Miraoui, A. (2009) Current harmonic compensation by a single-phase shunt active power filter controlled by adaptive neural filtering, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **56**(8):3128–3143.
- Da Silva, S. A. O.; Neto, A.; Cervantes, S.; Goedel, A. e Nascimento, C. (2010) Synchronous reference frame based controllers applied to shunt active power filters in three-phase four-wire systems, In: *Industrial Technology (ICIT), 2010 IEEE International Conference on*, pp. 832–837.
- Dey, P.; Reza, C.; Masum, T.; Rahman, M.; Ahmed, A. e bin Aziz, F. (2013) Performance evaluation of reference current extraction methods for hybrid active power filter, In: *Informatics, Electronics Vision (ICIEV), 2013 International Conference on*, pp. 1–6.
- Dijkhuizen, F. (2012) Multilevel converters: review, form, function and motivation, In: *EVER*.
- Dorf, R. C. (2001) *Sistemas de Controle Modernos*, vol. Unico, LTC, Sao Paulo, SP - Brazil.
- Fathi, S.; Pishvaei, M. e Gharehpetian, G. (2006) A frequency domain method for instantaneous determination of reference current in shunt active filter, In: *TENCON 2006. 2006 IEEE Region 10 Conference*, pp. 1–4.
- Garcia Campanhol, L.; Oliveira da Silva, S. e Goedel, A. (2014) Application of shunt active power filter for harmonic reduction and reactive power compensation in three-phase four-wire systems, *Power Electronics, IET*, **7**(11):2825–2836.
- Gruzs, T. (1990) A survey of neutral currents in three-phase computer power systems, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, **26**(4):719–725.

- Gultekin, B. e Ermis, M. (2013) Cascaded multilevel converter-based transmission statcom: System design methodology and development of a 12 kv pm 12 mvar power stage, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **28**(11):4930–4950.
- Halpin, S. (2005) Comparison of ieee and iec harmonic standards, In: *Power Engineering Society General Meeting, 2005. IEEE*, pp. 2214–2216 Vol. 3.
- Hamad, M.; Masoud, M.; Williams, B. e Finney, S. (2012) Medium voltage 12-pulse converter: ac side compensation using a shunt active power filter in a novel front end transformer configuration, *Power Electronics, IET*, **5**(8):1315–1323.
- Hamzah, M.; Ghafar, A. e Hussain, M. (2008) Single-phase half-bridge shunt active power filter employing fuzzy logic control, In: *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*, pp. 552–558.
- Hasim, A. e Saidon, M. (2006) Development of a single-phase shunt active power filter using boost rectifier technique, In: *Research and Development, 2006. SCOReD 2006. 4th Student Conference on*, pp. 262–265.
- IEEE (2014) Ieee recommended practice and requirements for harmonic control in electric power systems, *IEEE P519/D6ba*, September 2013, pp. 1–26.
- Jacobina, C.; Correa, M.; Oliveiro, T.; Lima, A. e Cabral da Silva, E. (2001a) Current control of unbalanced electrical systems, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **48**(3):517–525.
- Jacobina, C.; Lima, A.; da Silva, E.; Alves, R. N. C. e Seixas, P. (2001b) Digital scalar pulse-width modulation: a simple approach to introduce nonsinusoidal modulating waveforms, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **16**(3):351–359.
- Jian, W.; Na, H. e Dianguo, X. (2008) A 10kv shunt hybrid active filter for a power distribution system, In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008. Twenty-Third Annual IEEE*, pp. 927–932.
- Júnior, A. S. d. O. (2005) Estratégia generalizada de modulação por largura de pulso para inversores multiníveis, UFCG, 1º edic., Tese defendida na COPELE em 2005.
- Kanjiya, P.; Khadkikar, V. e Zeineldin, H. (2014) Optimal control of shunt active power filter to meet ieee std. 519 current harmonics constraints under non-ideal supply condition, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **PP**(99):1–1.

- Komurcugil, H. e Kukrer, O. (2005) A new control strategy for single-phase shunt active power filters using a lyapunov function, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **53**(1):305–312.
- Lai, J.-S. e Peng, F. Z. (1996) Multilevel converters-a new breed of power converters, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, **32**(3):509–517.
- Lam, C.-S.; Wong, M.-C.; Choi, W.-H.; Cui, X.-X.; Mei, H.-M. e Liu, J.-Z. (2014) Design and performance of an adaptive low-dc-voltage-controlled lc-hybrid active power filter with a neutral inductor in three-phase four-wire power systems, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **61**(6):2635–2647.
- Lascu, C.; Asiminoaei, L.; Boldea, I. e Blaabjerg, F. (2007) High performance current controller for selective harmonic compensation in active power filters, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **22**(5):1826–1835.
- Leon, J.; Vazquez, S.; Watson, A.; Franquelo, L.; Wheeler, P. e Carrasco, J. (2009) Feed-forward space vector modulation for single-phase multilevel cascaded converters with any dc voltage ratio, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **56**(2):315–325.
- Liqiao, W.; Ping, L.; Jianlin, L. e Zhongchao, Z. (2004) Study on shunt active power filter based on cascade multilevel converters, In: *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, vol. 5, pp. 3512–3516 Vol.5.
- Liu, J.; Zanchetta, P.; Degano, M. e Lavopa, E. (2012) Control design and implementation for high performance shunt active filters in aircraft power grids, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **59**(9):3604–3613.
- Liu, Q.; Peng, L.; Kang, Y.; Tang, S.; Wu, D. e Qi, Y. (2014) A novel design and optimization method of an lcl filter for a shunt active power filter, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **61**(8):4000–4010.
- Lu, T.; Zhao, Z.; Yu, H.; Ji, S.; Yuan, L. e He, F. (2014) Parameter design of a three-level converter based on series-connected hv-igbts, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, **50**(6):3943–3954.
- Maciel, A. M.; dos Santos, E. e Jacobina, C. (2010) Filtros ativos de potência paralelo compartilhando o Único barramento, In: *Congresso Brasileiro de Automatica - CBA*.

- Massoud, A.; Finney, S. e Williams, B. (2004a) Conduction loss calculation for multilevel inverter: a generalized approach for carrier-based pwm technique, In: *Power Electronics, Machines and Drives, 2004. (PEMD 2004). Second International Conference on (Conf. Publ. No. 498)*, vol. 1, pp. 226–230 Vol.1.
- Massoud, A.; Finney, S. e Williams, B. (2004b) Seven-level shunt active power filter, In: *Harmonics and Quality of Power, 2004. 11th International Conference on*, pp. 136–141.
- Massoud, A.; Finney, S.; Cruden, A. e Williams, B. (2007) Three-phase, three-wire, five-level cascaded shunt active filter for power conditioning, using two different space vector modulation techniques, *Power Delivery, IEEE Transactions on*, **22**(4):2349–2361.
- Matas, J.; de Vicuna, L.; Miret, J.; Guerrero, J. e Castilla, M. (2008) Feedback linearization of a single-phase active power filter via sliding mode control, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **23**(1):116–125.
- Matias, R. R. (2012) Compensadores estáticos de potência para sistemas trifásicos, UFCG, 1º edic., Tese defendida na COPELE em 2012.
- Mirzaee, H.; De, A.; Tripathi, A. e Bhattacharya, S. (2014) Design comparison of high-power medium-voltage converters based on a 6.5-kv si-igbt/si-pin diode, a 6.5-kv si-igbt/sic-jbs diode, and a 10-kv sic-mosfet/sic-jbs diode, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, **50**(4):2728–2740.
- Monteiro, L. F. C.; Afonso, J.; Pinto, J.; Watanabe, E.; Aredes, M. e Akagi, H. (2009) Compensation algorithms based on the p-q and cpc theories for switching compensators in micro-grids, In: *Power Electronics Conference, 2009. COBEP '09. Brazilian*, pp. 32–40.
- Moran, L.; Dixon, J. e Wallace, R. (1995a) A three-phase active power filter operating with fixed switching frequency for reactive power and current harmonic compensation, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **42**(4):402–408.
- Moran, L.; Fernandez, L.; Dixon, J. e Wallace, R. (1995b) A simple and low cost control strategy for active power filters connected in cascade, In: *Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, 1995., Proceedings of the 1995 IEEE IECON 21st International Conference on*, vol. 1, pp. 463–468 vol.1.
- Peng, F.; Qian, W. e Cao, D. (2010) Recent advances in multilevel converter/inverter topo-

- logies and applications, In: *Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International*, pp. 492–501.
- Rastogi, M.; Naik, R. e Mohan, N. (1994) A comparative evaluation of harmonic reduction techniques in three-phase utility interface of power electronic loads, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, **30**(05):1149 – 1155.
- Rech, C. e Pinheiro, J. (2007) Hybrid multilevel converters: Unified analysis and design considerations, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **54**(2):1092–1104.
- Ribeiro, R. L. A.; Profumo, F.; Jacobina, C.; Griva, G.; da Silva, E.; Lima, A. e Penneta, G. (2002) Two fault tolerant control strategies for shunt active power filter systems, In: *IECON 02 [Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference of the]*, vol. 1, pp. 792–797 vol.1.
- dos Santos, E.; Jacobina, C. e Maciel, A. M. (2010) Parallel connection of two shunt active power filters with losses optimization, In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE*, pp. 1191–1196.
- dos Santos Junior, E. e da Silva, E. (2013) Power block geometry applied to the building of power electronics converters, *Education, IEEE Transactions on*, **56**(2):191–198.
- Scherer, L.; De Camargo, R.; De Campos, M.; Silva, G. e Feyh, A. (2010) Synchronization methods applied on active power filters - a comparative study, In: *Industry Applications (INDUSCON), 2010 9th IEEE/IAS International Conference on*, pp. 1–6.
- Sepahvand, H.; Liao, J.; Ferdowsi, M. e Corzine, K. (2013) Capacitor voltage regulation in single-dc-source cascaded h-bridge multilevel converters using phase-shift modulation, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **60**(9):3619–3626.
- Silva, L.; Pimentel, S. e Pomilio, J. (2005) Nineteen-level active filter system using asymmetrical cascaded converter with dc voltages control, In: *Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th*, pp. 303–308.
- Singh, B. N.; Rastgoufard, P.; Singh, B.; Chandra, A. e Al-Haddad, K. (2004) Design, simulation and implementation of three-pole/four-pole topologies for active filters, *Electric Power Applications, IEE Proceedings -*, **151**(4):467–476.
- Tolbert, L.; Peng, F. Z. e Habetler, T. (2000) Multilevel pwm methods at low modulation indices, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **15**(4):719–725.

- Tsunoda, A.; Hinago, Y. e Koizumi, H. (2014) Level- and phase-shifted pwm for seven-level switched-capacitor inverter using series/parallel conversion, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **61**(8):4011–4021.
- Vazquez, S.; Leon, J.; Franquelo, L.; Padilla, J. e Carrasco, J. (2009) Dc-voltage-ratio control strategy for multilevel cascaded converters fed with a single dc source, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **56**(7):2513–2521.
- Wen, J. e Smedley, K. (2008) Synthesis of multilevel converters based on single- and/or three-phase converter building blocks, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **23**(3):1247–1256.
- Weng, H.; Chen, K.; Zhang, J.; Datta, R.; Huang, X.; Garces, L.; Wagoner, R.; Ritter, A. e Rotondo, P. (2007) A four-level converter with optimized switching patterns for high-speed electric drives, In: *Power Electronics Specialists Conference, 2007. PESC 2007. IEEE*, pp. 1585–1591.
- Xu, R.; Yu, Y.; Yang, R.; Wang, G.; Xu, D.; Li, B. e Sui, S. (2015) A novel control method for transformerless h-bridge cascaded statcom with star configuration, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **30**(3):1189–1202.
- Zygmanowski, M.; Grzesik, B. e Michalak, J. (2011) Power conditioning system with cascaded h-bridge multilevel converter; dc-link voltage balancing method, In: *Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on*, pp. 1–10.