

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

Conversores Estáticos *CA-CC-CA* Trifásicos em
Paralelo com Compartilhamento de Braços

Bernard de Sá Gouveia

Campina Grande-PB

2010

Conversores Estáticos CA-CC-CA Trifásicos em Paralelo com Compartilhamento de Braços

Bernard de Sá Gouveia

Dissertação de Mestrado submetida à Coordenação dos Cursos de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande - Campus I, como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Mestre em Ciências no Domínio em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento da Energia

Cursino Brandão Jacobina, Dr.Ing, UFCG
Orientador

Euzeli Cipriano dos Santos Júnior, D.Sc., UFCG
Orientador

Campina Grande, Paraíba, Brasil
©Bernard de Sá Gouveia, Setembro de 2010

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA BIBLIOTECA CENTRAL DA UFCG

G719c Gouveia, Bernard de Sá.
Conversores estáticos CA-CC-CA trifásicos paralelo com compartilhamento de braços / Bernard de Sá Gouveia. — Campina Grande, 2010.
131 f.: il.

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

Orientadores: Prof. Dr. Ing. Cursino Brandão Jacobina, Prof. D.Sc. Euzeli Cipriano dos Santos Júnior.

Referências.

1. Conversores. 2. Conversores em Paralelo. 3. Corrente de Circulação. 4. Múltiplas Portadoras. 5. Distorção Harmônica. I. Título.

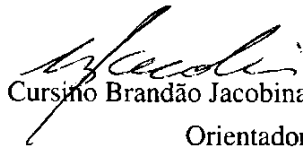
CDU 621.314(043)

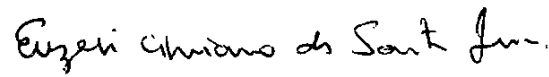
UFCG - BIBLIOTECA - CAMPUS I	
2566	05.05.011
1	


Conversores Estáticos CA-CC-CA Trifásicos em Paralelo com Compartilhamento de Braços


Bernard de Sá Gouveia


Dissertação de Mestrado apresentado em Setembro de 2010


Cursino Brandão Jacobina, Dr.Ing, UFCG
Orientador


Euzeli Cipriano dos Santos Júnior, D.Sc., UFCG
Orientador


Alexandre Cunha Oliveira, D.Sc., UFCG
Componente da Banca


Edison Roberto Cabral da Silva, Dr.Ing, UFCG
Componente da Banca


Talvanes Meneses Oliveira, D.Sc., UFCG
Componente da Banca

Campina Grande, Paraíba, Brasil, Setembro de 2010

Dedicatória

Dedico este trabalho a minha mãe Marly Souza Sá de Gouveia, ao meu pai José Alves de Gouveia, a minha irmã Marcela de Sá Gouveia e a minha namorada Juliana Santos Dalbosco, a meus amigos Edgard Luiz, Henrique Tabosa, Josan Carvalho, Rodolpho Rathge e Rodrigo Komatsu.

Agradecimentos

Agradeço aos professores Cursino Brandão Jacobina, Euzeli Cipriano dos Santos Júnior pelos conselhos e ensinamentos durante a realização deste trabalho. Aos professores Edison Roberto Cabral da Silva e Alexandre Cunha Oliveira pelos ensinamentos prestados. Aos meus companheiros e colegas do LEIAM, Abinadabe Silva Andrade, Álvaro de Medeiros Maciel, Antonio de Paula Dias Queiroz, Edgard Luiz Lopes Fabricio, Montiê Alves Vitorino, Nady Rocha. Agradeço também ao CNPq pelo suporte financeiro que permitiu a realização deste trabalho.

Resumo

Os sistemas que empregam conversores estáticos em paralelo vêm se tornando cada vez mais importantes no universo da eletrônica de potência, devido principalmente ao aumento da confiabilidade e à qualidade dos sinais de tensão e corrente do sistema.

Apesar dos sistemas paralelos serem bem conhecidos na literatura, muitos dos estudos trataram de paralelismo de sistemas, somente com retificadores ou somente com inversores. Recentemente foi estudado algumas configurações de conversores estáticos *CA-CC-CA* em paralelo. Neste trabalho, são propostas seis novas topologias de conversores estáticos *CA-CC-CA* trifásico-trifásico com número reduzido de braços.

Para cada topologia proposta serão abordados os seguintes aspectos: (i) modelagem dinâmica da configuração; (ii) controle da corrente da rede, tensão do barramento *CC*, da tensão fornecida à carga; (iii) estratégia *PWM* e (iv) estudo do impacto da utilização de uma, duas ou seis portadoras *PWM* no desempenho do sistema. Além disso, as topologias propostas permitem reduzir: as distorções harmônicas da corrente da rede elétrica e da tensão fornecida à carga, as perdas de alta frequência nos capacitores do barramento *CC* e as perdas de potência nos semicondutores (*IGBTs* e diodos) em comparação às topologias convencionais nas mesmas condições de operação. Por fim, resultados de simulação e experimentais são apresentados e comparados para validação das topologias propostas.

Palavras Chaves: Conversores em Paralelo, Corrente de Circulação, Múltiplas Portadoras e Distorção Harmônica.

Abstract

Parallel systems with static converters become more and more important in the world of power electronics, mainly due to the increase of reliability and quality of voltage and current signals from the system.

Even though the parallel systems are well known in the literature, many of the studies dealing with parallel systems, only with rectifiers or only with inverters. Recently, have been studied some static converters *AC-DC-AC* parallel configurations. In this paper, six new static converter *AC-DC-AC* three-phase to three-phase topologies with a reduced number of legs are proposed.

For each topology will be considered the following aspects: (i) dynamic modelling of the configuration (ii) control of the grid current, dc-link voltage and the load voltage; (iii) *PWM* strategy and (iv) study of the impact of using single, double or six carriers-based PWM in the system performance. Moreover, the proposed topologies are able to reduce: the harmonic distortion of the grid current and load voltage, the power losses of high frequency of dc-link and the power losses in semiconductors (*IGBTs* and diodes) compared to conventional topologies under the same operating conditions. Finally, simulation and experimental results are presented and compared to validate the proposed topologies.

Keywords: Paralleled Converters, Circulating Current, Multiple Carriers and Harmonic Distortion.

Sumário

1	Introdução Geral	1
1.1	Localização do Tema	1
1.2	Revisão Bibliográfica	4
1.2.1	Técnicas de Múltiplas Portadoras	4
1.2.2	Técnicas para Evitar a Corrente de Circulação	5
1.2.3	Conversores <i>CA-CC-CA</i>	7
1.3	Contribuições do Trabalho	9
1.4	Estrutura do Trabalho	10
2	Conversor Trifásico-Trifásico com Dez Braços	12
2.1	Introdução	12
2.2	Topologia 10L2BI	14
2.2.1	Modelo do Sistema	14
2.2.2	Estratégia <i>PWM</i>	17
2.2.3	Estratégia de Controle	19
2.2.4	Corrente do capacitor do barramento <i>CC</i>	21
2.3	Topologia 10L1BI	22
2.3.1	Modelo do Sistema	22
2.3.2	Estratégia <i>PWM</i>	24
2.3.3	Estratégia de Controle	25
2.3.4	Corrente do capacitor do barramento <i>CC</i>	27
2.4	Topologia 10L2B	28
2.4.1	Modelo do Sistema	29
2.4.2	Estratégia <i>PWM</i>	32
2.4.3	Estratégia de Controle	34
2.4.4	Corrente do capacitor do barramento <i>CC</i>	35
2.4.5	Generalização	36
2.5	Conclusão	38
3	Conversor Trifásico-Trifásico com Nove Braços	39
3.1	Introdução	39

3.2	Topologia 9L2BI	41
3.2.1	Modelo do Sistema	41
3.2.2	Estratégia <i>PWM</i>	44
3.2.3	Estratégia de Controle	46
3.2.4	Corrente do capacitor do barramento <i>CC</i>	47
3.3	Topologia 9L1BI	48
3.3.1	Modelo do Sistema	49
3.3.2	Estratégia <i>PWM</i>	51
3.3.3	Estratégia de Controle	52
3.3.4	Corrente do capacitor do barramento <i>CC</i>	53
3.4	Topologia 9L1B	54
3.4.1	Modelo do Sistema	54
3.4.2	Estratégia <i>PWM</i>	57
3.4.3	Estratégia de Controle	59
3.4.4	Corrente do capacitor do barramento <i>CC</i>	60
3.4.5	Generalização	61
3.4.6	Generalização Total	63
3.5	Conclusão	64
4	Análise da Distorção Harmônica Total	65
4.1	Introdução	65
4.2	Análise da Distorção Harmônica do Conversor 10L2BI	66
4.3	Análise da Distorção Harmônica do Conversor 10L2B	70
4.4	Análise da Distorção Harmônica do Conversor 9L1BI	75
4.5	Análise da Distorção Harmônica do Conversor 9L1B	79
4.6	Conclusão	86
5	Análise do Barramento	87
5.1	Introdução	87
5.2	Nível de Tensão	87
5.3	Perdas no barramento <i>CC</i>	89
5.4	Conclusão	95
6	Perdas nos Conversores	96
6.1	Introdução	96
6.2	Análise das Perdas	97
6.3	Conclusão	100
7	Resultados do Sistema	101
7.1	Simulação para o Conversor Convencional	101

7.2	Simulação para o Conversor 10L2B	102
7.2.1	Uma Portadora <i>PWM</i>	103
7.2.2	Duas Portadoras <i>PWM</i>	105
7.3	Simulação para o Conversor 9L1B	107
7.3.1	Uma Portadora <i>PWM</i>	107
7.3.2	Duas Portadoras <i>PWM</i>	109
7.4	Experimental para o Conversor 10L2B	114
7.4.1	Uma Portadora <i>PWM</i>	114
7.4.2	Duas Portadoras <i>PWM</i>	116
7.5	Experimental para o Conversor 9L1B	118
7.5.1	Uma Portadora <i>PWM</i>	118
7.5.2	Duas Portadoras <i>PWM</i>	120
7.6	Conclusão	122
8	Conclusões Finais e Trabalhos Futuros	123
8.1	Conclusões Finais	123
8.2	Resumo do Desempenho das Topologias Propostas	124
8.3	Trabalhos Futuros	125
	Referências	126

Lista de Abreviaturas

9L2BI Trifásico-Trifásico com Nove Braços e Dois Barramentos *CC*

9L1BI Trifásico-Trifásico com Nove Braços e Um Barramento *CC*

9L1B Trifásico-Trifásico com Nove Braços e Um Barramento *CC* com o Número Reduzido de Indutores

10L2BI Trifásico-Trifásico com Dez Braços e Dois Barramentos *CC*

10L1BI Trifásico-Trifásico com Dez Braços e Um Barramento *CC*

10L2B Trifásico-Trifásico com Dez Braços e Dois Barramentos *CC* com o Número Reduzido de Indutores

CA Corrente Alternada;

CC Corrente Contínua;

C Convencional

DSVM Modulação Vetorial Descontínua (*Discontinuous Space-Vector Modulation*)

ERS Resistência em Série Equivalente (*Equivalent Serie Resistance*)

IGBT Transistor Bipolar de Porta Isolada (*Insulated Gate Bipolar Transistor*);

OCC Controle por Um Ciclo (*One Cycle Control*);

PI Proporcional e Integral;

PLL Malha de Captura de Fase (*Phase-Locked Loop*);

PFC controle de fator de potência (*Power Factor Correction*)

PWM Modulação por largura de pulso (*Pulse Width Modulation*);

P-1P Proposta uma portadora PWM

P-2P Proposta duas portadoras PWM

P-6P Proposta seis portadoras PWM

RMS Média Quadrática (*Root Mean Square*)

SVM Modulação Vetorial (*Space-Vector Modulation*);

THD Distorção Harmônica Total (*Total Harmonic Distortion*);

UPS Fonte de Tensão Ininterrupta (*Uninterruptible Power Supply*);

WTHD Distorção Harmônica Total Ponderada (*Weighted Total Harmonic Distortion*);

Lista de Símbolos

v_{tk} Portadoras PWM, com $k = 1, 2, 3, 4$

L_{gk} Filtro indutivo do retificador da topologia convencional, com $n = a, b, c$

q_{gk} Chaves de potência do retificador da topologia convencional, com $k = a, b, c$

q_{lk} Chaves de potência do inversor da topologia convencional, com $k = a, b, c$

\bar{q}_{gk} Chaves de potência do retificador da topologia convencional, com $k = a, b, c$

\bar{q}_{lk} Chaves de potência do inversor da topologia convencional, com $k = a, b, c$

e_{gk} Tensões da rede elétrica trifásica, com $k = a, b, c$

i_{gk} Correntes de fase da rede elétrica trifásica, com $k = a, b, c$

i_{gnk} Correntes internas dos retificadores 1 e 2, com $n = a, b, c$ e $k = 1, 2$

z_{gn1} Impedância do filtro L_{gn1} do retificador 1, com $n = a, b$

z_{gn2} Impedância do filtro L_{gn2} do retificador 2, com $n = a, b$

v_{gn10_1} Tensões de polo do retificador 1 das topologias com dois barramentos CC , com $n = a, b$

v_{s10_1} Tensões de polo do braço compartilhado 1 das topologias com dois barramentos CC

v_{gn20_2} Tensões de polo do retificador 2 das topologias com dois barramentos CC , com $n = a, b$

v_{s20_2} Tensões de polo do braço compartilhado 2 das topologias com dois barramentos CC

v_{g0_n} Tensões do neutro da rede até o ponto central do barramento CC das topologias com dois barramentos CC , com $n = 1, 2$

L_{gnk} Filtro indutivo do retificador 1 e 2, com $n = a, b, c$ e $k = 1, 2$

r_{gn1} Resistência da indutância de filtro L_{gn1} do retificador 1, com $n = a, b$

r_{gn2} Resistência da indutância de filtro L_{gn2} do retificador 2, com $n = a, b$

l_{gn1} Indutância do filtro L_{gn1} do retificador 1 com $n = a, b$

l_{gn2} Indutância do filtro L_{gn2} do retificador 2 com $n = a, b$

p simboliza a derivada no tempo d/dt

e_{lk} Tensões da carga trifásica, com $k = a, b, c$

i_{lk} Correntes de fase nas fases da carga trifásica, com $k = a, b, c$

i_{lnk} Correntes internas do inversor 1 e 2, com $n = a, b, c$ e $k = 1, 2$

z_{ln1} Impedância do filtro L_{ln1} do inversor 1, com $n = a, b$

z_{ln2} Impedância do filtro L_{ln2} do inversor 2, com $n = a, b$

v_{ln10_1} Tensões de polo do inversor 1 das topologias com dois barramentos CC , com $n = a, b$

v_{ln20_2} Tensões de polo do inversor 2 das topologias com dois barramentos CC , com $n = a, b$

v_{l0_n} Tensões do neutro da carga até o ponto central do barramento CC das topologias com dois barramentos CC , com $n = 1, 2$

L_{lnk} Filtro indutivo do inversor 1 e 2, com $n = a, b, c$ e $k = 1, 2$

r_{ln1} Resistência da indutância de filtro L_{ln1} do inversor 1, com $n = a, b$

r_{ln2} Resistência da indutância de filtro L_{ln2} do inversor 2, com $n = a, b$

l_{ln1} Indutância do filtro L_{ln1} do inversor 1 com $n = a, b$

l_{ln2} Indutância do filtro L_{ln2} do inversor 2 com $n = a, b$

q_{gk1} Chaves de potência do retificador 1, com $k = a, b$

q_{gk2} Chaves de potência do retificador 2, com $k = a, b$

q_{lk1} Chaves de potência do inversor 1, com $k = a, b$

q_{lk2} Chaves de potência do inversor 2, com $k = a, b$

q_s, q_{s1} e q_{s2} Chaves de potência do braço compartilhado

\bar{q}_{gk1} Chaves de potência do retificador 1, com $k = a, b$

\bar{q}_{gk2} Chaves de potência do retificador 2, com $k = a, b$

\bar{q}_{lk1} Chaves de potência do inversor 1, com $k = a, b$

\bar{q}_{lk2} Chaves de potência do inversor 2, com $k = a, b$

\bar{q}_s, \bar{q}_{s1} e \bar{q}_{s2} Chaves de potência do braço compartilhado

C, C_1 e C_2 Capacitâncias

i_c, i_{c1} e i_{c2} Corrente nos capacitores do barramento CC

v_o Tensão de circulação das topologias com dois barramentos CC

i_{g1o} Corrente de circulação no retificador 1

i_{g2o} Corrente de circulação no retificador 2

i_{l1o} Corrente de circulação no inversor 1

i_{l2o} Corrente de circulação no inversor 2

i_o Corrente de circulação total na topologia com dois barramentos CC

\bar{w}_{k123} Vetores da tensão, corrente ou fluxo dq do rotor da matriz transformação

\bar{w}_{kodq} Vetores da tensão, corrente ou fluxo 1, 2 e 3 do estator da matriz transformação

\bar{P} Matriz transformação

w_{k1}, w_{k2}, w_{k3} Variáveis que representam tensões ou correntes 123 da carga trifásica

w_{ko}, w_{kd}, w_{kq} Variáveis que representam tensões ou correntes odq da carga trifásica

\bar{e}_{gdq} Vetor das tensões dq da rede trifásica

\bar{e}_{ldq} Vetor das tensões dq da carga trifásica

\bar{z}_{nodq} Vetores das impedâncias odq dos filtros indutivos dos conversores trifásicos, com $n = g1, g2, l1, l2$

\bar{i}_{nodq} Vetores das correntes internas odq dos filtros indutivos dos conversores trifásicos, com $n = g1, g2, l1, l2$

\bar{v}_{nodq} Vetores das tensões odq fornecidas pelos conversores trifásicos, com $n = g1, g2, l1, l2$

$z_{kod}, z_{kd}, z_{kdq}, z_{ko}, z_{koq}, z_{kq}$ Impedâncias odq dos filtros indutivos dos conversores trifásico, com $k = g1, g2, l1, l2$

v_{kd}, v_{kq} Tensões dq geradas pelos conversores trifásicos, com $k = g1, g2, l1, l2$

v_{cj} Tensões dos barramentos CC , com $j = 1, 2$

τ_{knv} Intervalos de tempo em que as chaves estarão fechadas, com $k = g, l, n = a, b, v = 1, 2$

T_s Período de chaveamento

τ_{sv}, τ_s Intervalos de tempo em que as chaves compartilhadas estarão fechadas, com $v = 1, 2$

- v_{nd}^*, v_{nq}^* Tensões dq fornecidas pelos controladores, com $n = g1, g2, l1, l2$
- v_{knn0v}^* Tensões de polo de referência abc, com $k = g, l, n = a, b, v = 1, 2$
- v_0^* Tensão de circulação de referência
- v_{cj}^* Tensões de referência dos barramentos CC, com $j = 1, 2$
- v_v^* Tensões auxiliares, com $v = x, y$
- $v_{v\max}^*$ Valores máximos das tensões auxiliares, com $v = x, y$
- $v_{v\min}^*$ Valores mínimos das tensões auxiliares, com $v = x, y$
- $v_{v1\max}^*$ Valores máximos das tensões de polo, com $v = x, y$
- $v_{v1\min}^*$ Valores mínimos das tensões de polo, com $v = x, y$
- v_{knn}^* Tensões abc fornecidas pelos controladores, com $k = g, l, n = a, b, v = 1, 2$
- μ_v Fatores de distribuição de roda livre, com $v = x, y$
- R_c, R_{c1} e R_{c1} Controladores PI das tensões dos barramentos CC
- I_1^* e I_2^* Amplitude de referência das correntes dos retificadores
- R_{ig1dq} e R_{ig2dq} Controladores PI de dupla sequência das correntes internas dq
- G_{v24} Bloco que calcula as tensões de referência dos inversores 1 e 2
- E_l^* Amplitude da tensão de referência da carga
- R_{vl} Controlador PI de dupla sequência da tensão da carga monofásica
- $R_{v dq}$ Controladores PI de dupla sequência das tensões dq da carga trifásica
- ω_e Frequência de corte do controlador PI de dupla sequência
- x_a e x_b Variáveis de estado do controlador PI de dupla sequência
- ϵ Erro de corrente ou erro de tensão do controlador PI de dupla sequência
- k_p Ganho proporcional
- k_i Ganho integral
- v_{gn10} Tensões de polo do retificador 1 das topologias com um barramento CC, com $n = a, b$
- v_{s10} Tensões de polo do braço compartilhado 1 das topologias com um barramento CC

- v_{gn20} Tensões de polo do retificador 2 das topologias com um barramento CC , com $n = a, b$
- v_{s20} Tensões de polo do braço compartilhado 2 das topologias com um barramento CC
- v_{g0} Tensões do neutro da rede até o ponto central do barramento CC das topologias com um barramento CC , com $n = 1, 2$
- v_{ln10} Tensões de polo do retificador 1 das topologias com um barramento CC , com $n = a, b$
- v_{ln20} Tensões de polo do retificador 2 das topologias com um barramento CC , com $n = a, b$
- v_{l0} Tensões do neutro da rede até o ponto central do barramento CC das topologias com um barramento CC , com $n = 1, 2$
- v_{cj} Tensões dos barramentos CC , com $j = 1, 2$
- v_{kvv0}^* Tensões de polo de referência abc, com $k = g, l$ $n = a, b$, $v = 1, 2$
- $v_{01}^* \mathbf{e} v_{02}^*$ Tensão de circulação de referência
- v_c Tensão do barramento CC das topologias com um barramento CC
- v_c^* Tensão de referência do barramento CC das topologias com um barramento CC
- i_{o1}, i_{o2} Correntes de circulação total na topologia com um barramento CC
- i_{sk} Correntes nos Braços Compartilhados com $k = 1, 2$
- μ Fator de distribuição de roda livre
- v_{gnkssk} Tensão que relaciona duas tensões de polo $v_{gnkssk} = v_{gnk} - v_{sk}$
- v_{lnkssk} Tensão que relaciona duas tensões de polo $v_{lnkssk} = v_{lnk} - v_{sk}$
- z_g Impedância de filtro do retificador equivalente a topologia convencional
- L_g Filtro indutivo do retificador equivalente a topologia convencional
- z_l Impedância de filtro do inversor equivalente a topologia convencional
- L_l Filtro indutivo do inversor equivalente a topologia convencional
- G_{ia}, G_{ib} PLL das correntes internas
- k_l Ganho para o balanceamento entre os inversores
- $R_{a1}, R_{a2}, R_{b1}, R_{b2}$ Controladores PI de dupla sequência das correntes internas
- R_{va}, R_{vb} Controladores PI de dupla sequência das tensões da carga trifásica

- i_s Corrente no Braços Compartilhados das topologias com um braço compartilhado
- v_{gn} Tensões geradas pelos retificadores
- v_{ln} Tensões geradas pelos inversores
- v_{ac}, v_{bc} Tensões de Linha $v_{ac}=v_a-v_c$, $v_{bc}=v_b-v_c$
- Y_1 Amplitude da fundamental
- Y_n Amplitude da h^{th} componente harmônica
- N_h Número de harmônicas
- I_c Componente harmônica da corrente do capacitor do barramento CC
- $P_{c,loss}$ Perdas de potência do barramento CC
- $P_{c,loss}^{lf}$ Perdas de potência de baixa frequência do barramento CC
- $P_{c,loss}^{hf}$ Perdas de potência de alta frequência do barramento CC
- ESR_{100Hz} Resistência em série equivalente dos capacitores a uma frequência de 100Hz
- $I_{c,rms}$ Corrente RMS do capacitor
- $I_{c,rms}^{lf}$ Corrente RMS do capacitor das harmônicas de baixa frequência
- $I_{c,rms}^{hf}$ Corrente RMS do capacitor das harmônicas de alta frequência
- $I_{c,rms}^{hf}(P)$ Corrente RMS do capacitor das harmônicas de alta frequência das topologias propostas
- $I_{c,rms}^{hf}(C)$ Corrente RMS do capacitor das harmônicas de alta frequência das topologias convencionais
- $ESR_{100Hz}(P)$ Resistência em série equivalente dos capacitores a uma frequência de 100 Hz das topologias propostas
- $ESR_{100Hz}(C)$ Resistência em série equivalente dos capacitores a uma frequência de 100 Hz das topologias convencionais
- P_{cd} Perdas de condução nos semicondutores
- P_{ch} Perdas de chaveamento nos semicondutores
- T_j Temperatura de junção nos semicondutores
- i_{cl} Corrente instantânea de coletor no semicondutor
- P_t Perdas totais nos semicondutores

$P_t(P)$ Perdas totais nos semicondutores das topologias propostas

$P_t(C)$ Perdas totais nos semicondutores das topologias convencionais

Lista de Tabelas

4.1	Parâmetros em pu utilizados em simulação das topologias propostas.	65
4.2	WTHD da topologia com 10 braços e dois barramentos CC (10L2B).	74
4.3	WTHD da topologia com 9 Braços e um barramento CC (9L1B).	84
5.1	Parâmetro utilizados em simulação no PSIM para as topologias propostas.	89
5.2	Corrente $I_{c,rms}^{hf}(P)$ da topologia 10L2B pela corrente $I_{c,rms}^{hf}(C)$ da topologia convencional	93
5.3	Corrente $I_{c,rms}^{hf}(P)$ da topologia 9L1B pela corrente $I_{c,rms}^{hf}(C)$ da topologia convencional	95
6.1	Perdas de condução (W)	97
6.2	Perdas de chaveamento (W)	97
6.3	Perdas Totais (W)	97
6.4	Perdas totais das topologias propostas normalizadas em relação a convencional para diferentes potência de carga.	98
6.5	Perdas totais da topologia 10L2B normalizadas pelas perdas da topologia convencional.	99
6.6	Perdas totais da topologia 9L1B normalizadas pelas perdas da topologia convencional.	99
8.1	Resumo do desempenho da topologia com Dez Braços e dois barramentos 10L2B.	124
8.2	Resumo do desempenho da topologia com Nove Braços e Um barramento 9L1B. .	125

Lista de Figuras

1.1	Associação de conversores em paralelo. (a) Paralelismo de chaves. (b) Paralelismo de módulos.	2
1.2	Configurações de conversores <i>CA-CC-CA</i> em paralelo.	2
1.3	Topologia de conversor trifásico-trifásico convencional.	9
1.4	Sinais das portadoras <i>PWM</i>	10
2.1	Topologias trifásica-trifásica com dez braços (a) Dois barramentos <i>CC</i> (10L2BI) (b) Um barramento <i>CC</i> (10L1BI) (c) Dois barramentos <i>CC</i> e menor número de indutores (10L2B).	13
2.2	Conversor <i>CA-CC-CA</i> trifásico-trifásico com dez braços e dois barramentos <i>CC</i> (10L2BI).	14
2.3	Diagrama de blocos do controle do conversor <i>CA-CC-CA</i> trifásico-trifásico em paralelo com dez braços e dois barramentos <i>CC</i> (10L2BI).	20
2.4	Conversor <i>CA-CC-CA</i> trifásico-trifásico com dez braços e um barramento <i>CC</i> (10L1BI).	22
2.5	Diagrama de blocos do controle do conversor <i>CA-CC-CA</i> trifásico-trifásico em paralelo com dez braços e um barramento <i>CC</i> (10L1BI).	26
2.6	Conversor <i>CA-CC-CA</i> trifásico-trifásico com dez braços e dois barramentos <i>CC</i> (10L2B).	28
2.7	Diagrama de blocos do controle do conversor <i>CA-CC-CA</i> trifásico-trifásico em paralelo com dez braços e dois barramentos <i>CC</i> com o número reduzido de indutores (10L2B).	35
2.8	Conversor <i>CA-CC-CA</i> trifásico-trifásico com 5N braços e N barramentos <i>CC</i>	37
3.1	Topologias trifásica-trifásica com nove braços (a) Dois barramentos <i>CC</i> (9L2BI) (b) Um barramento <i>CC</i> (9L1BI) (c) menor número de indutores e um barramento <i>CC</i> (9L1B).	40
3.2	Conversor <i>CA-CC-CA</i> trifásico-trifásico com nove braços e dois barramentos <i>CC</i> (9L2BI).	41
3.3	Diagrama de blocos do controle do conversor <i>CA-CC-CA</i> trifásico-trifásico em paralelo com nove braços e dois barramentos <i>CC</i> (9L2BI).	46

3.4	Conversor <i>CA-CC-CA</i> trifásico-trifásico com nove braços e um barramentos <i>CC</i> (9L1BI).	48
3.5	Diagrama de blocos do controle do conversor <i>CA-CC-CA</i> trifásico-trifásico em paralelo com dez braços e um barramento <i>CC</i> (9L1BI).	52
3.6	Conversor <i>CA-CC-CA</i> trifásico-trifásico com nove braços e um barramentos <i>CC</i> (9L1B).	54
3.7	Diagrama de blocos do controle do conversor <i>CA-CC-CA</i> trifásico-trifásico em paralelo com nove braços e um barramento <i>CC</i> com o número reduzido de indutores (9L1B).	59
3.8	Conversor <i>CA-CC-CA</i> trifásico-trifásico com $4N+1$ braços e um barramentos <i>CC</i>	61
3.9	Generalização total dos conversores <i>CA-CC-CA</i> trifásico-trifásico propostos.	63
4.1	<i>WTHD</i> das tensões em função do fator de distribuição de roda livre μ da topologia 10L2BI. (a) Tensão v_{ga} . (b) Tensão v_{gb} . (c) Tensão v_{gc}	66
4.2	<i>WTHD</i> das tensões em função do fator de distribuição de roda livre μ da topologia 10L2BI. (a) Tensão v_{la} . (b) Tensão v_{lb} . (c) Tensão v_{lc}	67
4.3	Tensão v_{ga} da topologia 10L2BI. (a) Usando uma portadora <i>PWM</i> com $\mu = 0,5$. (b) Usando duas portadoras <i>PWM</i> com $\mu = 0,5$. (c) Usando seis portadoras <i>PWM</i> com $\mu = 0,5$. Tensão v_{la} da topologia 10L2BI. (d) Usando uma portadora <i>PWM</i> com $\mu = 0,5$. (e) Usando duas portadoras <i>PWM</i> com $\mu = 0,5$. (f) Usando seis portadoras <i>PWM</i> com $\mu = 0,5$	68
4.4	(a) Correntes i_{ga} , i_{gb} e i_{gc} da topologia convencional. (b), (c), (d) Correntes i_{ga} , i_{gb} e i_{gc} da topologia 10L2BI. (b) Usando uma portadora <i>PWM</i> com $\mu = 0,5$ (c) Usando duas portadoras <i>PWM</i> com $\mu = 0,5$. (d) Usando seis portadoras <i>PWM</i> com $\mu = 0,5$	69
4.5	<i>THD</i> das correntes i_{ga} , i_{gb} , i_{gc} em função de μ . Para o sistema convencional e o proposto com uma, duas e seis portadoras <i>PWM</i>	70
4.6	<i>WTHD</i> das tensões em função do fator de distribuição de roda livre μ da topologia 10L2B. (a) Tensão v_{ga} . (b) Tensão v_{gb} . (c) Tensão v_{gc} . (d) Tensão v_{la} . (e) Tensão v_{lb} . (f) Tensão v_{lc}	71
4.7	Tensão v_{ga} da topologia 10L2B. (a) Usando uma portadora <i>PWM</i> com $\mu = 0,5$. (b) Usando duas portadoras <i>PWM</i> com $\mu = 0,5$. (c) Usando seis portadoras <i>PWM</i> com $\mu = 0,5$. Tensão v_{la} da topologia 10L2B. (d) Usando uma portadora <i>PWM</i> com $\mu = 0,5$. (e) Usando duas portadoras <i>PWM</i> com $\mu = 0,5$. (f) Usando seis portadoras <i>PWM</i> com $\mu = 0,5$	72
4.8	(a)Correntes i_{ga} , i_{gb} e i_{gc} da topologia convencional. (b), (c), (d) Correntes i_{ga} , i_{gb} e i_{gc} da topologia 10L2B. (b) Usando uma portadora <i>PWM</i> com $\mu = 0,5$ (c) Usando duas portadoras <i>PWM</i> com $\mu = 0,5$. (d) Usando seis portadoras <i>PWM</i> com $\mu = 0,5$	73

4.9 THD das correntes i_{ga}, i_{gb}, i_{gc} em função de μ . Para a topologia convencional e a topologia proposto com uma, duas e seis portadoras *PWM*. 73

4.10 THD das correntes i_{ga}, i_{gb}, i_{gc} em função de μ . Para a topologia convencional e a topologia proposto com uma, duas e seis portadoras *PWM*. THD das correntes internas em função de μ com uma, duas e seis portadoras *PWM*. (a) i_{ga1}, i_{ga2} (b) i_{gb1}, i_{gb2} 74

4.11 WTHDs das tensões em função do fator de distribuição de roda livre μ da topologia 9L1BI. (a) Tensão v_{ga} . (b) Tensão v_{gb} . (c) Tensão v_{gc} 75

4.12 WTHDs das tensões em função do fator de distribuição de roda livre μ da topologia 9L1BI. (a) Tensão v_{la} . (b) Tensão v_{lb} . (c) Tensão v_{lc} 76

4.13 Tensão v_{ga} da topologia 9L1BI. (a) Usando uma portadora *PWM* com $\mu = 0$. (b) Usando duas portadoras *PWM* com $\mu = 0$. (c) Usando uma portadora *PWM* com $\mu = 0, 5$. (d) Usando duas portadoras *PWM* com $\mu = 0, 5$. (e) Usando uma portadora *PWM* com $\mu = 1$. (f) Usando duas portadoras *PWM* com $\mu = 1$ 77

4.14 Corrente i_g da topologia 9L1BI. (a) Usando uma portadora *PWM* com $\mu = 0$. (b) Usando duas portadoras *PWM* com $\mu = 0$. (c) Usando uma portadora *PWM* com $\mu = 0, 5$. (d) Usando duas portadoras *PWM* com $\mu = 0, 5$. (e) Usando uma portadora *PWM* com $\mu = 1$. (f) Usando duas portadoras *PWM* com $\mu = 1$ 78

4.15 WTHDs das tensões em função do fator de distribuição de roda livre μ da topologia 9L1B. (a) Tensão v_{ga} . (b) Tensão v_{gb} . (c) Tensão v_{gc} . (d) Tensão v_{la} . (e) Tensão v_{lb} . (f) Tensão v_{lc} 79

4.16 WTHDs das tensões em função do fator de distribuição de roda livre μ da topologia 9L1B. (a) Tensão v_{ga} . (b) Tensão v_{gb} . (c) Tensão v_{gc} . (d) Tensão v_{la} . (e) Tensão v_{lb} . (f) Tensão v_{lc} 80

4.17 Tensão v_{ga} da topologia 9L1B. (a) Usando uma portadora *PWM* com $\mu = 0$. (b) Usando duas portadoras *PWM* com $\mu = 0$. (c) Usando uma portadora *PWM* com $\mu = 0, 5$. (d) Usando duas portadoras *PWM* com $\mu = 0, 5$. (e) Usando uma portadora *PWM* com $\mu = 1$. (f) Usando duas portadoras *PWM* com $\mu = 1$ 81

4.18 Corrente i_g da topologia 9L1B. (a) Usando uma portadora *PWM* com $\mu = 0$. (b) Usando duas portadoras *PWM* com $\mu = 0$. (c) Usando uma portadora *PWM* com $\mu = 0, 5$. (d) Usando duas portadoras *PWM* com $\mu = 0, 5$. (e) Usando uma portadora *PWM* com $\mu = 1$. (f) Usando duas portadoras *PWM* com $\mu = 1$ 82

4.19 Disposição das tensões v_{ac} e v_{bc} em relação as tensões de fase. 83

4.20 Análise da distorção harmônica da topologia 9L1B, para μ grampeado. 83

4.21 (a) Curva da tensão v_{ga} com $\mu = 0/1/0, 5$, (b) Curva da tensão v_{ga} com $\mu = 0/1$, (c) Curva das corrente i_{ga}, i_{gb}, i_{gc} com $\mu = 0/1/0, 5$, (d) Curva das corrente i_{ga}, i_{gb}, i_{gc} com $\mu = 0/1$, (e) Curva da variação de μ para $\mu = 0/1/0, 5$, (f) Curva da variação de μ para $\mu = 0/1$, para a topologia 9L1B usando duas portadoras *PWM*. 85

5.1	Tensões mínima necessária nos barramentos CC	88
5.2	Espectro das harmônicas da corrente do capacitor. (a) i_c da topologia convencional. (b) i_{c1} da topologia 10L2B usando uma portadora PWM . (c) i_{c1} da topologia 10L2B usando duas portadoras PWM . (d) i_{c1} da topologia 10L2B usando seis portadoras PWM	91
5.3	Espectro das harmônicas da corrente do capacitor. (a) i_c da topologia convencional. (b) i_c da topologia 9L1B usando uma portadora PWM . (c) i_c da topologia 9L1B usando duas portadoras PWM . (d) i_c da topologia 9L1B usando seis portadoras PWM	92
5.4	Espectro das harmônicas da corrente do capacitor. (a) i_c da topologia 9L1B usando duas portadora PWM com $\mu = 0/1/0, 5$. (b) i_c da topologia 9L1B usando seis portadoras PWM com $\mu = 0/1/0, 5$. (c) i_c da topologia 9L1B usando duas portadora PWM $\mu = 0/1$. (d) i_c da topologia 9L1B usando seis portadoras PWM $\mu = 0/1$. . .	94
6.1	Perdas estimadas nos conversores propostos frente ao convencional. (a) Perdas de condução P_{cd} (b) Perdas de chaveamento P_{ch} (W) (c) Perdas Totais P_t (W). . . .	97
6.2	Perdas estimadas para diferentes portadoras PWM do conversor 10L2B.	98
6.3	Perdas estimadas para diferentes portadoras PWM do conversor 9L1B.	99
7.1	Resultado simulação para o conversor convencional. (a) Tensão e corrente da rede e_{ga} e i_{ga} . (b) Tensão do barramento CC v_c	101
7.2	Resultado simulação para o conversor convencional. (a) Correntes da rede i_{ga} , i_{gb} e i_{gc} . (b) Tensões da carga v_{la} , v_{lb} e v_{lc} . (c) corrente do capacitor i_c	102
7.3	Resultado simulação para o conversor 10L2B. (a) Tensão e corrente da rede e_{ga} e i_{ga} . (b) Tensão do barramento CC 1 v_{c1} . (c) Correntes da rede i_{ga} , i_{gb} e i_{gc} . (d) Correntes internas i_{ga1} e i_{gb1} . (e) Tensão da carga v_{la} , v_{lb} e v_{lc} . (f) corrente do capacitor 1 i_{c1}	103
7.4	Resultado simulação para o conversor 10L2B. (a) Tensão e corrente da rede e_{ga} e i_{ga} . (b) Tensão do barramento CC 1 v_{c1} . (c) Corrente interna i_{ga1} . (d) Corrente interna i_{gb1} . (e) Tensão da carga v_{la} , v_{lb} e v_{lc} . (f) corrente do capacitor 1 i_{c1}	104
7.5	Resultado simulação para o conversor 10L2B. (a) Tensão e corrente da rede e_g e i_g . (b) Tensão do barramento CC 1 v_{c1} . (c) Correntes da rede i_{ga} , i_{gb} e i_{gc} . (d) Corrente interna i_{ga1} . (e) Tensão da carga v_{la} , v_{lb} e v_{lc} . (f) corrente do capacitor 1 i_{c1}	105
7.6	Resultado simulação para o conversor 10L2B. (a) Tensão e corrente da rede e_g e i_g . (b) Tensão do barramento CC 1 v_{c1} . (c) Correntes da rede i_{ga} , i_{gb} e i_{gc} . (d) Corrente interna i_{ga1} . (e) Tensão da carga v_{la} , v_{lb} e v_{lc} . (f) corrente do capacitor 1 i_{c1}	106
7.7	Resultado simulação para o conversor 9L1B. (a) Tensão e corrente da rede e_{ga} e i_{ga} . (b) Tensão do barramento CC v_c . (c) Correntes da rede trifásica i_{ga} , i_{gb} e i_{gc} . (d) Correntes internas i_{ga1} e i_{gb1}	107

7.8	Resultado simulação para o conversor 9L1B. (a) corrente do capacitor do barramento CC i_c . (b) Tensões da carga trifásica v_{la} , v_{lb} e v_{lc}	108
7.9	Resultado simulação para o conversor 9L1B. (a) Tensão e corrente da rede e_{ga} e i_{ga} . (b) Tensão do barramento CC v_c . (c) Correntes da rede trifásica i_{ga} , i_{gb} e i_{gc} . (d) Correntes internas i_{ga1} e i_{gb1}	108
7.10	Resultado simulação para o conversor 9L1B. (a) corrente do capacitor do barramento CC i_c . (b) Tensões da carga trifásica v_{la} , v_{lb} e v_{lc}	109
7.11	Resultado simulação para o conversor 9L1B. (a) Tensão e corrente da rede e_{ga} e i_{ga} . (b) Correntes da rede trifásica i_{ga} , i_{gb} e i_{gc} . (c) Tensão do capacitor (v_c). (d) Correntes internas i_{ga1} , i_{gb1}	109
7.12	Resultado simulação para o conversor 9L1B. (a) corrente do capacitor (i_c). (b) Tensões da carga trifásica v_{la} , v_{lb} e v_{lc}	110
7.13	Resultado simulação para o conversor 9L1B. (a) Tensão e corrente da rede e_{ga} e i_{ga} . (b) Correntes da rede trifásica i_{ga} , i_{gb} e i_{gc} . (c) corrente do capacitor (i_c). (d) Tensões da carga trifásica v_{la} , v_{lb} e v_{lc}	110
7.14	Resultado simulação para o conversor 9L1B. (a) Tensão e corrente da rede e_{ga} e i_{ga} . (b) Correntes da rede trifásica i_{ga} , i_{gb} e i_{gc} . (c) corrente do capacitor i_c . (d) Tensões da carga trifásica v_{la} , v_{lb} e v_{lc}	111
7.15	Resultado simulação para o conversor 9L1B. (a) Tensão do capacitor v_c . (b) Tensão e corrente da rede e_{ga} e i_{ga} . (c) Correntes da rede trifásica i_{ga} , i_{gb} e i_{gc} . (d) Correntes internas i_{ga1} . (e) Tensões da carga trifásica v_{la} , v_{lb} e v_{lc} . (f) corrente do capacitor i_c	112
7.16	Resultado simulação para o conversor 9L1B. (a) Tensão do capacitor v_c . (b) Tensão e corrente da rede e_{ga} e i_{ga} . (c) Correntes da rede trifásica i_{ga} , i_{gb} e i_{gc} . (d) Correntes internas i_{ga1} e i_{gb1} . (e) Tensões da carga trifásica v_{la} , v_{lb} e v_{lc} . (f) corrente do capacitor i_c	113
7.17	Resultado experimental para o conversor 10L2B. (a) Tensão e corrente da rede e_{ga} e i_{ga} . (b) Tensão e corrente da rede e_{gb} e i_{gb} . (c) Tensão e corrente da rede e_{gc} e i_{gc} . (d) Correntes da rede trifásica i_{ga} , i_{gb} e i_{gc}	114
7.18	Resultado experimental para o conversor 10L2B. (a) Correntes internas (i_{ga1} e i_{gb1}). (b) Correntes internas (i_{ga2} e i_{gb2}). (c) Tensões do capacitor dos barramentos CC (v_{c1} e v_{c2}). (d) Correntes do braço compartilhado (i_{s1} e i_{s2}). (e) Tensões de Saída v_{la} e v_{lb} . (f) Correntes na carga i_{la} e i_{lb}	115
7.19	Resultado experimental para o conversor 10L2B. (a) Tensão e corrente da rede e_{ga} e i_{ga} . (b) Tensão e corrente da rede e_{gb} e i_{gb} . (b) Tensão e corrente da rede e_{gc} e i_{gc} . (d) Corrente da rede trifásica i_{ga} , i_{gb} e i_{gc} . (e) Correntes internas i_{ga1} e i_{gb1} . (f) Correntes internas i_{ga2} e i_{gb2}	116

7.20	Resultado experimental para o conversor 10L2B. (a) Tensão do capacitor (v_{c1} e v_{c2}). (b) Correntes do braço compartilhado (i_{s1} e i_{s2}). (c) Tensões de Saída v_{la} e v_{lb} . (d) Correntes na carga i_{la} e i_{lb}	117
7.21	Resultado experimental para o conversor 9L1B. (a) Tensão e corrente da rede e_{ga} e i_{ga} . (b) Tensão e corrente da rede e_{gb} e i_{gb} . (b) Tensão e corrente da rede e_{gc} e i_{gc} . (d) Correntes da rede trifásica i_{ga} e i_{gb}	118
7.22	Resultado experimental para o conversor 9L1B. (a) Correntes internas i_{ga1} e i_{gb1} . (b) Correntes internas i_{ga2} e i_{gb2} . (c) Tensões do capacitor v_{c1} e v_{c2} . (d) Corrente do braço compartilhado i_s . (e) Tensões de Saída v_{la} , e v_{lb} . (f) Correntes na carga i_{la} e i_{lb}	119
7.23	Resultado experimental para o conversor 9L1B. (a) Tensão e corrente da rede e_{ga} e i_{ga} . (b) Tensão e corrente da rede e_{gb} e i_{gb} . (b) Tensão e corrente da rede e_{gc} e i_{gc} . (d) Correntes da rede trifásica i_{ga} e i_{gb} . (e) Correntes internas i_{ga1} e i_{gb1} . (f) Correntes internas i_{ga2} e i_{gb2}	120
7.24	Resultado experimental para o conversor 9L1B. (a) Tensão do capacitor v_{c1} e v_{c2} . (b) Corrente do braço compartilhado i_s . (c) Tensões de Saída e_{la} e e_{lb} . (d) Correntes na carga i_{la} e i_{lb}	121

Capítulo 1

Introdução Geral

1.1 Localização do Tema

A eletrônica de potência é a área da eletrônica que estuda o processamento da energia elétrica visando obter maior eficiência e qualidade. Os métodos empregados baseiam-se na utilização de dispositivos semicondutores operados em regime de chaveamento, a fim de realizar o controle do fluxo de energia e a conversão de formas de onda de tensão e corrente entre fontes e cargas [1].

Uma importante área de pesquisa da eletrônica de potência é a busca de dispositivos semicondutores de potência capazes de conduzir elevadas correntes e suportar grandes valores de tensão quando bloqueados [2]. Porém em algumas aplicações os dispositivos de potência escolhidos não possuem níveis adequados de corrente e/ou tensão. Apesar dos fabricantes estudarem novos dispositivos para melhorarem esses níveis, os pesquisadores começaram a utilizar associações de conversores em série e/ou paralelo para suprir essas dificuldades. Associação série para grandes tensões e paralela para grandes correntes, ou seja, a associação de conversores em série permite gerar uma tensão mais elevada nas chaves de potência. Por outro lado, a associação de conversores em paralelo permite a redução das correntes nas chaves de potência, sendo indicada para aplicações com elevadas correntes.

A idéia principal por trás desta técnica consiste em "repartir" a tensão ou a corrente total de um conversor entre um número determinado de conversores de menor potência. Os conversores multiníveis com diodo-grampeado [3,4] e as topologias de conversores em cascata [5,6,7], são as duas principais topologias de conversores em série.

Os conversores *CC-CC* em paralelo foram as primeiras topologias de conversores em paralelo a serem desenvolvidos na década de 70 devido às dificuldades técnicas dos dispositivos, ou seja, os níveis de corrente dos semicondutores eram baixos para certas aplicações [8], desde então vem sendo bastante explorado.

Diante da evolução dos estudos durante esses anos, a associação de conversores em paralelo foi caracterizada como paralelismo de componentes (chaves de potência), como mostrado na Figura 1.1(a), ou paralelismo de módulos (retificadores e/ou inversores), como mostrado na Figura 1.1(b).

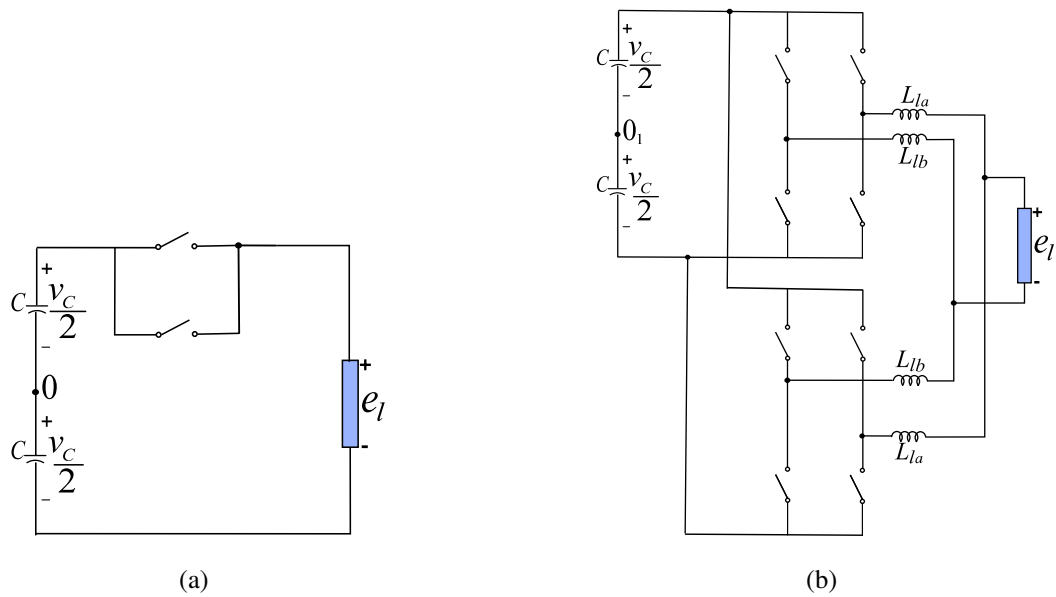


Figura 1.1: Associação de conversores em paralelo. (a) Paralelismo de chaves. (b) Paralelismo de módulos.

Os estudos dos circuitos conversores em paralelo vêm se estendendo aos conversores *CC-CA* [9, 10] e *CA-CC* [11, 12, 13], com aplicações em diversas áreas, como fonte de alimentação ininterrupta (*UPS*, do inglês *Uninterruptible Power Supply*), [14, 15, 16]; acionamento de máquinas elétricas [17, 18, 19]; filtros ativos de potência [20, 21, 22]; sistema de geração eólica [10, 23, 24, 25].

Entretanto as pesquisas dos conversores *CA-CC-CA* [Figura 1.2] em paralelo vêm sendo pouco explorada. Para estes tipos de conversores em paralelo encontram-se na literatura trabalhos na geração eólica [26, 24, 25] e alguns trabalhos em acionamento de máquinas elétricas [27, 28, 29, 30].

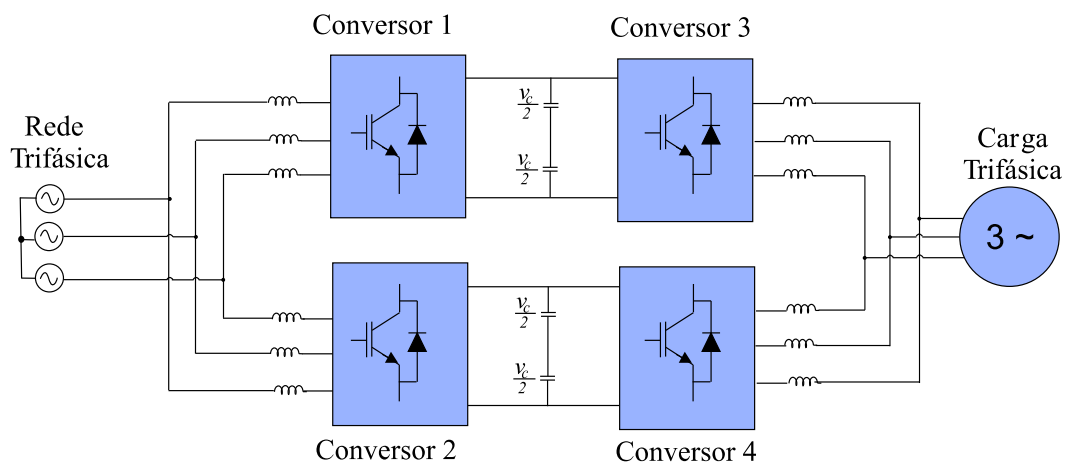


Figura 1.2: Configurações de conversores *CA-CC-CA* em paralelo.

Apesar do interesse inicial pelas configurações em paralelo seja o de superar as dificuldades em relação aos níveis de corrente suportados pelas chaves de potência, as mesmas apresentam outras vantagens, tais como [17, 31, 32, 33]:

- Para uma capacidade de potência fixa, tem-se a redução dos esforços das chaves, devido à divisão do fluxo de potência entre os conversores.

- O sistema de controle dos conversores em paralelo melhora a redundância do sistema devido ao gerenciamento de potência entre os conversores e ao controle ativo tolerante à falta.
- Menor distorção harmônica das variáveis de entrada e saída dos conversores, em virtude da utilização de múltiplas portadoras *PWM*, com mesma frequência e amplitude, porém defasadas uma da outra [34, 35, 36, 37].
- Redução das componentes harmônicas da corrente dos capacitores do barramento *CC*, o que reduz os esforços dos capacitores, aumentando o tempo de vida do barramento *CC* [38, 39, 40].
- Possibilidade de redução das perdas totais nos semicondutores, em comparação com as topologias convencionais. A fim de determinar essa comparação, uma boa estimativa das perdas de potência nos semicondutores se faz necessário para a determinação da eficiência do sistema [41, 42].

O paralelismo de conversores pode permitir o aparecimento de um desequilíbrio entre os conversores associados, provocando o surgimento de uma corrente de circulação. Esse desequilíbrio é devido ao surgimento de malhas entre os conversores, e pode ser ocasionado pelo desequilíbrio das indutâncias de filtro ou pela defasagem dos pulsos das tensões de polo nas técnicas de múltiplas portadoras. Essa corrente de circulação pode provocar distorções nas formas de onda das correntes, desequilíbrio na divisão do fluxo de potência entre os conversores, aumento das perdas de potência, saturação dos componentes passivos e degradação do desempenho dos conversores. A fim de evitar ou minimizar o efeito da corrente de circulação, diferentes técnicas vêm sendo propostas na literatura:

- Utilização de fontes de tensão *CA* ou *CC* isoladas, mas essa opção aumenta os custos da instalação e o volume do sistema, por causa das fontes de potência adicionais [19].
- Utilização de transformadores no lado *CA*. Entretanto essa opção deixa o sistema volumoso e aumenta os custos da instalação, devido aos transformadores [18, 21, 43].
- Alta impedância de sequência zero com o uso de reatores entre-fases. As vantagens desse tipo de reator são as de que ele consegue equilibrar as correntes entre as fases dos conversores e possui um pequeno volume. Entretanto, ele fornece uma alta impedância, somente, para média e alta frequência. Portanto não consegue evitar as correntes de circulação de baixa frequência [19, 44, 34].
- Indutores de modo comum são usados para limitar a corrente de circulação de cada conversor, contudo, eles limitam apenas parte dessa corrente de circulação. A vantagem desses indutores é que seu uso já é uma prática comum nas indústrias para a proteção dos inversores [22, 32, 34, 45].

- Técnicas de controle para conversores conectados diretamente em paralelo: modelagem e controle da corrente de circulação [12, 46, 47, 48], modulação vetorial descontínua [10, 34, 49], controle por um ciclo [11], etc.

Recentemente, trabalhos foram feitos com o objetivo de analisar as vantagens dos circuitos *CA-CC-CA* em paralelo para redes e cargas monofásicas ou trifásicas [30]. Também foi proposta em trabalhos atuais a utilização de braços compartilhados, para estruturas em paralelo com rede e carga monofásica. Para esse estudo observou-se que não haveria a necessidade de preocupação com o surgimento da corrente de circulação, sendo uma vantagem, principalmente, no ponto de vista de controle.

1.2 Revisão Bibliográfica

A revisão bibliográfica deste trabalho referente ao tema de associação de conversores estáticos conectados em paralelo terá como objetivo, mostrar como esse tema vem sendo explorado na literatura nos últimos anos.

Esta parte do trabalho estará subdividida em três tópicos. No primeiro serão abordados as técnicas de múltiplas portadoras, posteriormente serão apresentados os métodos relacionados na literatura para minimizar as correntes de circulação, e por fim serão apresentados os trabalhos relacionados ao paralelismo de conversores *CA-CC-CA*.

1.2.1 Técnicas de Múltiplas Portadoras

Na associação de conversores em paralelo, um dos temas mais analisados é a técnica múltiplas portadoras [22, 32, 37, 49]. Essa técnica possibilita a redução da alta frequência nas correntes da rede para retificadores em paralelo e nas tensões da carga para inversores em paralelo.

No trabalho [49] é analisada a técnica de múltiplas portadoras com a utilização da modulação vetorial descontínua (*DSVM*, do inglês *Discontinuous Space-Vector Modulation*). O autor apresenta um sistema retificador em paralelo com um barramento com sinais de controle intercalados e observa o surgimento da componente zero no sistema. Após essa observação o autor então sugere a utilização de um circuito corretor de fator de potência para suprimir a corrente zero.

Uma análise geral da operação da técnica de múltiplas portadoras (aplicação de múltiplas portadoras *PWM*) para conversores fonte de tensão é apresentada em [37]. Nesse trabalho são analisadas as técnicas de múltiplas portadoras, denominadas pelos autores de múltiplas portadoras simétrica, na qual o ângulo de defasagem entre as portadoras *PWM* é $360^\circ/N$ (onde N é o número de conversores), e múltiplas portadoras assimétrica, que é uma técnica mais geral, subdividida em regular e irregular. A regular tem o ângulo de defasagem igual entre as portadoras, mas, diferente da relação $360^\circ/N$, e irregular tem esse ângulo de defasagem varia livremente. Para cada caso, as análises dos espectros das tensões de fase são generalizadas para incluir o efeito da introdução de um terceiro

harmônico dentro do sinal de referência. Os modelos dos espectros são então usados para determinar e quantificar o efeito do cancelamento das componentes harmônicas. Essa análise mostra que para as múltiplas portadoras simétricas, a introdução de um terceiro harmônico não afeta o cancelamento das harmônicas. Já para as múltiplas portadoras assimétricas, um fator de escala é definido para representar o efeito do ângulo de defasagem entre as portadoras *PWM*, no cancelamento das harmônicas individuais. Além disso, esse trabalho mostra que usando a técnica de múltiplas portadoras assimétrica, é possível reduzir o tamanho dos filtros de interferência eletromagnética (*EMI*, do inglês *electromagnetic interference*).

1.2.2 Técnicas para Evitar a Corrente de Circulação

A associação de conversores em paralelo vem sendo bastante estudado em várias aplicações como: retificadores, inversores, filtros ativos de potência, sistemas *UPS* e etc. Dentro desse assunto a corrente de circulação é bastante explorado.

A utilização de transformadores [18, 21, 43] é uma forma encontrada para evitar a corrente de circulação. Em 1989, [43] propôs uma generalização de retificadores trifásicos conectados em paralelo ou em série, usando transformadores para isolar a rede trifásica dos retificadores, que é uma desvantagem pois torna a estrutura volumosa. Dois tipos de controle de corrente por histerese foram propostos. O primeiro utiliza para cada conversor em paralelo um controle independente, implicando um número excessivo de sensores de corrente e de tensão. No outro controle proposto, o controle é feito, somente, por um dos conversores (denominado conversor mestre) e os demais funcionam em malha aberta. Assim, diminuindo o número de sensores de corrente, mas a desvantagem foi que a corrente entregue à rede apresentou uma leve distorção na sua forma de onda.

Outra maneira de evitar a corrente de circulação é utilizar reatores entre-fases de modo a equilibrar as correntes entre cada fase dos conversores em paralelo [19, 44]. Em [44] é apresentado um inversor trifásico com paralelismo de braço, a partir de reatores entre-fases. Nesse trabalho, duas topologias são apresentadas. Na primeira são usados dois braços por fase em paralelo, ou seja, dois inversores trifásicos em paralelo, e na segunda, quatro braços por fase em paralelo, ou seja, quatro inversores em paralelo. Assim, com o uso dos reatores entre-fases a topologia proposta divide igualmente as correntes entre os braços em paralelo e reduz as componentes harmônicas da saída. A desvantagem das topologias propostas são a dificuldade de se aumentar o número de conversores em paralelo, pois é necessário utilizar um número par de braços e uma grande quantidade de reatores entre-fases, como exemplo, para quatro inversores em paralelo são necessários nove reatores entre-fases.

Quando não se utiliza elementos isoladores, como transformadores ou reatores entre-fases, para evitar a corrente de circulação entre os conversores, o controle dessa corrente passa a ser fundamental para o bom funcionamento das configurações de conversores associados em paralelo.

Dois retificadores trifásicos conectados em paralelo sem isolamento são propostos em [12, 46].

A partir do modelo de regime permanente é desenvolvido o modelo da componente de sequência zero, para determinar a dinâmica da corrente de sequência zero, o que define uma nova variável de controle que é introduzida na modulação vetorial. A dinâmica da sequência zero é um sistema de primeira ordem, dessa maneira, um controlador com alta banda de passagem é projetado para regular a corrente de sequência zero (corrente de circulação). A grande vantagem dessa estratégia é que é possível regular a corrente de circulação de baixa frequência utilizando apenas um sensor de corrente adicional para determinar a corrente de sequência zero.

Um método de controle da corrente de circulação de modo comum é apresentado em [34], para retificadores conectados em paralelo, utilizando a *DSVM* associada à técnica de múltiplas portadoras. Nesse trabalho se faz uma comparação entre os indutores de modo comum e os reatores entre-fases. Os indutores de modo comum são mais adequados para aplicações de alta densidade de potência. Com o objetivo de alcançar uma alta densidade de potência com reatores entre-fases, é proposta uma nova estrutura de indutor, com a interação dos reatores entre-fases e os indutores boost. O método de controle da corrente de circulação apresentado é capaz de eliminar a oscilação de baixa frequência da corrente de circulação, produzida pela utilização da *DSVM* e da técnica de múltiplas portadoras.

Outra estratégia de controle, usada para regular a corrente de circulação entre os retificadores trifásicos conectados em paralelo, é o controle por um ciclo *OCC* (do inglês *One Cycle Control*) [11]. Nesse trabalho, o controle *OCC* é usado de duas maneiras: uma operando no modo vetorial e a outra operando no modo bipolar. Além do controle da corrente de circulação, o controle *OCC* é utilizado para dividir igualmente o fluxo de corrente entre os conversores em paralelo. A vantagem desse tipo de controle é a redução das perdas por chaveamento, e a simplicidade de implementação que dispensa o uso de um micro-processador.

Nos sistemas *UPS* em paralelo são utilizadas outras três estratégias de controle [50]: controle concentrado, controle mestre-escravo e controle independente wireless.

No controle concentrado, para cada inversor é usado um *PLL* (do inglês *Phase Locked Loop*) para sincronizar cada tensão de saída em frequência e fase. A malha de controle de corrente detecta a corrente total na carga e divide pelo número de inversores em paralelo. Ao mesmo tempo em que é lido a corrente de saída individual de cada inversor para o cálculo do erro. Esse erro é usado para compensar as desigualdades na amplitude da tensão dos diferentes inversores, e assim eliminando o desequilíbrio entre as correntes [51].

No controle mestre-escravo, o funcionamento é similar ao controle concentrado. A diferença é que só um conversor será responsável pelo controle da tensão de saída em frequência e fase. Já os conversores controlados por corrente são denominados conversores escravos. Os controladores de corrente não necessitam de circuitos *PLL* para a sincronização, o que garante uma rápida resposta do controle. Se a unidade mestre falhar uma das unidades escravas substitui somente habilitando o *PLL* [16, 51, 52, 53].

O controle independente wireless é baseado nas informações disponíveis localmente nos terminais do inversor: tensão, corrente e frequência. Cada inversor tem a característica de formação da

potência ativa e reativa, isto é, o sistema de controle reduz a frequência da tensão de saída quando se tem um aumento na potência ativa, e se a potência reativa aumentar, o sistema de controle diminui a tensão de saída [15, 51, 54].

1.2.3 Conversores CA-CC-CA

Os conversores CA-CC-CA são utilizados na redução das distorções harmônicas, melhorando o fator de potência da corrente da rede, e no controle da tensão e da frequência da carga, além de, normalmente possuírem o fluxo bi-direcional de potência. Em [27] é analisado o efeito do chaveamento não sincronizado para dois conversores CA-CC-CA trifásicos conectados em paralelo, utilizando dois barramentos CC. O conversor CA-CC-CA utilizado consiste de um retificador trifásico não controlado (retificador a diodo) e de um inversor trifásico controlado (inversor com IGBTs). Devido ao uso de dois barramentos CC, parte da corrente de circulação não é formada entre os conversores, tendo apenas a componente de sequência zero das correntes trifásicas. A desvantagem dessa configuração é que não é possível maximizar o fator de potência da corrente da rede, além de não permitir o fluxo bidirecional de potência entre a rede e a carga trifásica.

Um sistema de geração eólica, usando um gerador síncrono a ímã permanente conectado à rede a partir de dois conversores CA-CC-CA conectados em paralelo, é apresentado em [23, 24, 25, 26]. Em [23], os conversores CA-CC-CA com barramentos CC separados operam com uma frequência de chaveamento de 1kHz. Com o objetivo de reduzir as distorções harmônicas das correntes entregues à rede trifásica foi usado a técnica múltiplas portadoras. Além disso, os dois conversores são controlados de forma independente a partir do controle das potências ativas e reativas da máquina (conversores do lado do gerador) e da rede (conversores do lado da rede).

Sistemas CA-CC-CA em paralelo para acionamento de máquinas são apresentados nos trabalhos [29, 28, 30, 55, 56, 57]. Nos trabalhos [29, 28, 55, 56] são apresentados conversores CA-CC-CA em paralelo para uma rede monofásica alimentando uma carga trifásica. Também nesse trabalho utiliza-se a técnica de múltiplas portadoras para reduzir as distorções harmônicas das correntes entregues à rede monofásica e das tensões aplicadas a carga trifásica. Esses trabalhos apresentam também uma análise dos espectros da corrente do capacitor para estimar o tempo de vida, e analisa as perdas totais nos dispositivos das estruturas propostas e mostram que há uma redução. No trabalho [57] é apresentada uma estrutura de conversor CA-CC-CA em paralelo com rede trifásica para alimentar uma carga hexafásica.

No trabalho [30] é feito um estudo geral das estruturas CA-CC-CA em paralelo. O autor analisou estruturas monofásico-monofásica, monofásico-trifásica e trifásico-trifásica. Nessas estruturas foram analisadas as influências das múltiplas portadoras, os desgastes nos capacitores do barramento e as perdas nas chaves de potência.

No trabalho [30], para as topologias monofásico-monofásicas foram estudadas as associações em paralelo das estruturas monofásicas convencionais. Portanto, é apresentada a análise das estruturas com oito braços, tanto com um como com dois barramentos. Para as duas estruturas foi

realizada a modelagem dinâmica das correntes de circulação, mostrando as parcelas de baixa e alta frequência na composição dessa corrente. Mostraram-se também as melhoras nas taxas de distorções harmônicas com a utilização de múltiplas portadoras, nas perdas dos semicondutores e na redução dos esforços dos capacitores. Para as estruturas monofásicas foram estudadas duas topologias com braço compartilhado, com seis e cinco braços. Nessas estruturas foram mostrados os modelos dinâmicos para cada estrutura e observou-se que a tensão de barramento necessária para cada estrutura se equivale a convencional somente numa faixa de -60° a 60° no ângulo de sincronismo entre a tensão da rede e a tensão da carga. Na topologia com seis braços foram observadas as mesmas vantagens que nas topologias sem braço compartilhado, tais como nas distorções harmônicas em que os melhores resultados são observados com utilização de duas portadoras *PWM* com o fator de roda livre igual a zero ou a um. Já a topologia com cinco braços não tinha a mesma característica que as topologias anteriores. Observou-se que a distorção não apresentava melhoras com o aumento do número de portadoras *PWM*. O autor observou então que as tensões de polos para duas portadoras com fator de roda livre igual a zero e a um, apresentavam melhoras na *WTHD* em pontos diferentes, numa faixa de 180° . Portanto, foi proposta a variação do fator entre zero e um a cada 180° , e essa foi a melhor configuração para a topologia com cinco braços. No trabalho foi mostrado que nessa configuração melhora na distorção harmônica, nas perdas dos semicondutores e na redução dos esforços nos capacitores.

Nesse trabalho, para as topologias monofásico-trifásicas foram estudadas as associações em paralelo das estruturas monofásico-trifásicas convencionais. Portanto, é apresentada a análise das estruturas com sete braços (somente com retificadores em paralelo) e com dez braços (com um como com dois barramentos). Tal como nas topologias com rede monofásica foi observado melhoras nas distorções harmônicas das variáveis de entrada e saída do circuito para as topologias com dez braços e somente na entrada para a topologia com sete braços. No trabalho foi observado também melhoras nas perdas dos semicondutores e nos esforços dos capacitores, principalmente quando usado duas portadoras com o fator de roda livre igual a zero ou a um.

Para as topologias trifásico-trifásicas foram estudadas as associações em paralelo das estruturas trifásicas convencionais, que são compostas pela conexão direta de dois conversores em ponte completa *CA-CC-CA* em paralelo. Portanto, é apresentada a análise das estruturas com doze braços, tanto com um como com dois barramentos. Para essas topologias, tal como para todas as topologias com paralelismo a partir de topologias convencionais, apresentam redução nas taxas de distorções harmônicas, nas perdas dos semicondutores e nos esforços dos capacitores componentes dos barramentos *CC* para duas portadoras *PWM* com o fator de roda livre igual a zero ou a um.

1.3 Contribuições do Trabalho

Serão propostas neste trabalho, seis novas topologias de conversores estáticos *CA-CC-CA* trifásico-trifásico conectados em paralelo com braços compartilhados. Esse cenário pode ser aplicado em situações nas quais os níveis de corrente solicitados são maiores que os níveis de corrente suportados pelos semicondutores.

No presente trabalho, será explorado a utilização de conversores *CA-CC-CA* conectados em paralelo para aplicações de baixa e média potência, a fim de diminuir as distorções harmônicas das correntes da rede e das tensões da carga e aumentar a confiabilidade do sistema, quando comparado com um único conversor *CA-CC-CA*, denominado de topologia convencional [veja a Figura 1.3]. Estes conversores com compartilhamento de braços são indicados para aplicações em que a frequência da entrada e da saída são iguais.

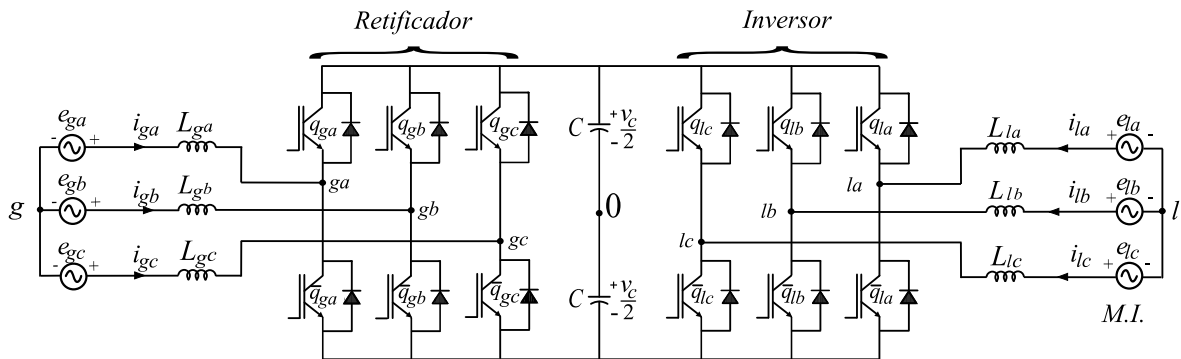


Figura 1.3: Topologia de conversor trifásico-trifásico convencional.

Para cada topologia, será realizada a modelagem dinâmica dos conversores conectados em paralelo. Dessa maneira, a partir do modelo é proposta uma estratégia de controle capaz de garantir correntes da rede senoidais e em fase com as tensões da rede, tensões fornecidas à carga senoidais e equilibradas, regulação da tensão do barramento e divisão do fluxo de potência. No caso particular de duas das estruturas estudadas, a corrente de circulação não precisou ser definida, devido à redução de braços e dos indutores de filtros.

Será avaliado o impacto da utilização de uma, duas ou seis portadoras *PWM* no desempenho das configurações trifásico-trifásicas. Desta maneira a comprovar que as configurações propostas apresentam uma redução nas distorções harmônicas da corrente entregue à rede e da tensão fornecida à carga.

Contudo, também será mostrado que a utilização da técnica de múltiplas portadoras acarreta o aumento das distorções harmônicas nas correntes internas, o que implica no aumento das perdas de chaveamento dos conversores e na limitação da redução dos indutores de filtro.

Neste trabalho, os sinais de gatilho das chaves serão obtidos comparando as tensões de polo com uma, duas ou seis ondas triangulares de alta frequência, ou seja, uma, duas ou seis portadoras *PWM*. A Figura 1.4 mostra como deve ser a defasagem entre as portadoras e como elas são atribuídas aos braços em paralelo para as topologias com uma, duas ou seis portadoras *PWM*.

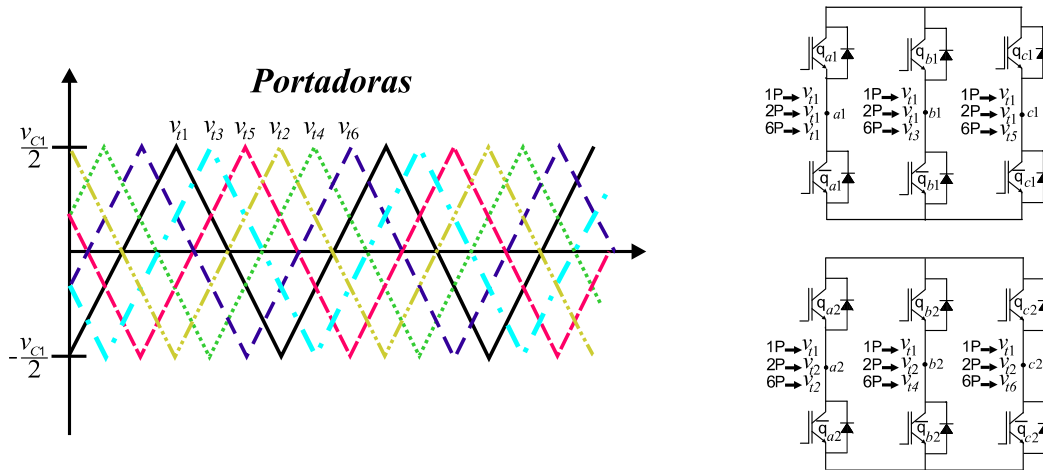


Figura 1.4: Sinais das portadoras *PWM*.

Para as topologias propostas e para as topologias convencionais serão levantados os perfis dos espectros das harmônicas da corrente do capacitor. A partir dos espectros, será calculado o valor *RMS* da corrente do capacitor. Dessa maneira, é possível estimar as perdas de potência de alta frequência dos capacitores do barramento *CC* em relação às perdas de potência de alta frequência das topologias convencionais.

Por fim, para a estimativa das perdas dos conversores, será utilizada a ferramenta proposta em [41] que é capaz de estimar as perdas de condução e as perdas de chaveamento.

1.4 Estrutura do Trabalho

Esta dissertação encontra-se organizada em oito capítulos, o primeiro dos quais é a presente introdução, em que se enquadra a investigação, uma revisão de trabalhos relacionado com o assunto tratado nesse trabalho e se aponta os objetivos a atingir, além de descrever a estrutura da dissertação.

O segundo capítulo refere-se a apresentação de três topologias de conversores *CA-CC-CA* trifásico-trifásico conectados em paralelo com dez braços sem uso de componentes passivos para isolamento. As topologias são compostas por quatro conversores trifásicos com dois braços compartilhados em ponte completa.

No capítulo três, trata-se do estudo das topologias de conversores *CA-CC-CA* trifásico-trifásico, conectados em paralelo com nove braços. As topologias são composta por quatro conversores trifásicos com um braço compartilhado em ponte completa.

No quarto capítulo serão analisadas para as seis topologias de conversores *CA-CC-CA* trifásico-trifásico conectados em paralelo, as distorções harmônica das correntes e das tensões geradas pelos conversores para diferentes condições de operação.

No quinto capítulo será feito, uma análise sobre o barramento *CC*. Discutem-se o nível do barramento, as harmônicas de alta frequência da corrente nos capacitores do barramento *CC* e a

estimativa das perdas de alta frequência do barramento *CC*. A partir desse capítulo será analisado duas topologias das seis topologias estudadas.

No sexto capítulo serão apresentadas as estimações das perdas de chaveamento e condução nas chaves de potência (IGBTs e diodos) para duas topologias das seis topologias estudadas .

No capítulo sete, serão apresentados os resultados de simulação e experimentais para validação das topologias propostas.

Por último, no oitavo capítulo, apresentam-se as conclusões principais deste estudo e aponta-se linhas para desenvolvimentos futuros.

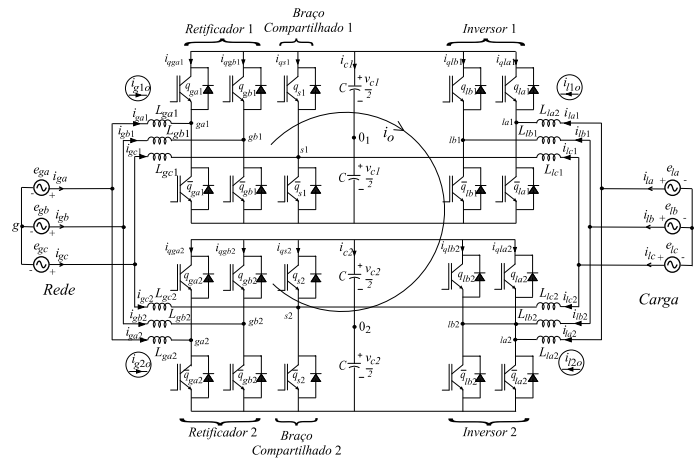
Capítulo 2

Conversor Trifásico-Trifásico com Dez Braços

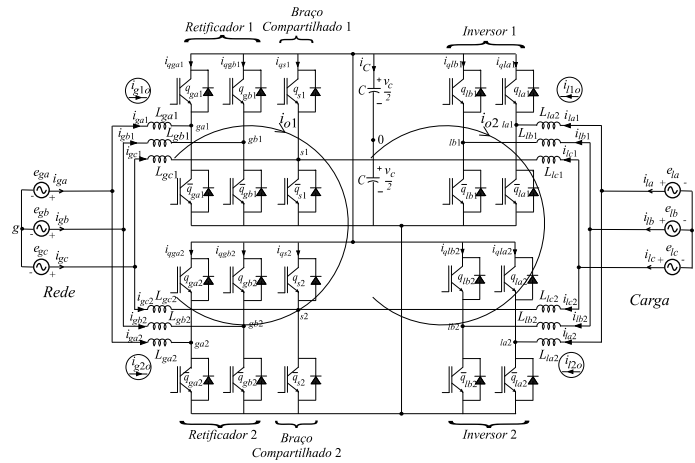
2.1 Introdução

Neste capítulo, serão estudadas três topologias de conversores *CA-CC-CA* trifásico-trifásico com dez braços conectados em paralelo sem uso de transformadores, que estão mostradas na Figura 2.1. As topologias apresentadas são: o conversor trifásico-trifásico com dez braços e dois barramentos *CC*, denominada topologia 10L2BI [Figura 2.1(a)], o conversor trifásico-trifásico com dez braços e um barramento *CC*, denominada topologia 10L1BI [Figura 2.1(b)] e o conversor trifásico-trifásico com dez braços e dois barramentos *CC* com o número reduzido de indutores, denominada topologia 10L2B [Figura 2.1(c)].

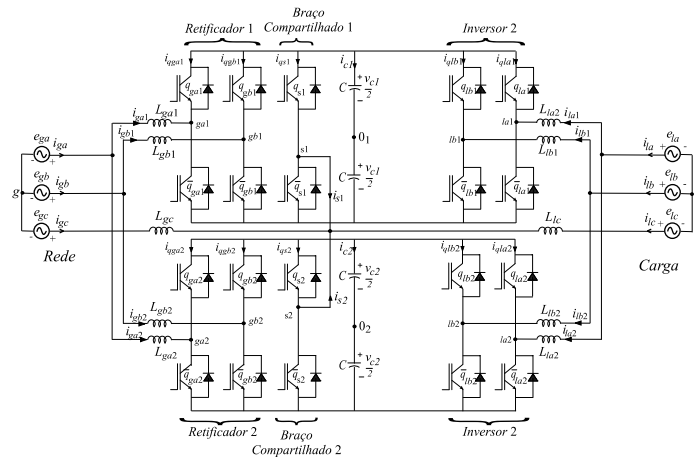
Para estas topologias serão realizadas a modelagem dinâmica dos conversores. Dessa maneira, a partir do modelo é proposta uma estratégia de controle capaz de garantir correntes da rede senoidais e em fase com as tensões da rede, tensões senoidais e equilibradas fornecidas à carga, regulação da tensão do barramento e divisão do fluxo de potência. Além disso, determina-se a estratégia *PWM* para cada topologia. Nas estruturas estudadas, a corrente de circulação foi definida, entretanto no caso da topologia com redução dos indutores de filtros não haverá a definição da corrente de circulação, pois nesta topologia não haverá malha de circulação.



(a)



(b)



(c)

Figura 2.1: Topologias trifásica-trifásica com dez braços (a) Dois barramentos CC (10L2BI) (b) Um barramento CC (10L1BI) (c) Dois barramentos CC e menor número de indutores (10L2B).

2.2 Topologia 10L2BI

O conversor CA-CC-CA trifásico-trifásico com dez braços e dois barramentos CC (10L2BI), mostrado na Figura 2.2 é composto por dois retificadores trifásicos (retificadores 1 e 2), dois inversores trifásicos (inversores 1 e 2), dois braços compartilhados (braços s_1 e s_2), uma carga trifásica, doze impedâncias de filtro L_{ga1} , L_{gb1} , L_{gc1} , L_{ga2} , L_{gb2} , L_{gc2} , L_{la1} , L_{lb1} , L_{lc1} , L_{la2} , L_{lb2} , L_{lc2} e dois barramentos CC. O retificador 1 é formado pelas chaves q_{ga1} , \bar{q}_{ga1} , q_{gb1} , \bar{q}_{gb1} , q_{s1} e \bar{q}_{s1} o inversor 1 é formado pelas chaves q_{la1} , \bar{q}_{la1} , q_{lb1} , \bar{q}_{lb1} , q_{s1} e \bar{q}_{s1} o retificador 2 é formado pelas chaves q_{ga2} , \bar{q}_{ga2} , q_{gb2} , \bar{q}_{gb2} , q_{s2} e \bar{q}_{s2} e o inversor 2 é formado pelas chaves q_{la2} , \bar{q}_{la2} , q_{lb2} , \bar{q}_{lb2} , q_{s2} e \bar{q}_{s2} , onde q_{s1} e \bar{q}_{s1} , q_{s2} e \bar{q}_{s2} são chaves compartilhadas entre o retificador 1 e o inversor 1, o retificador 2 e o inversor 2, respectivamente.

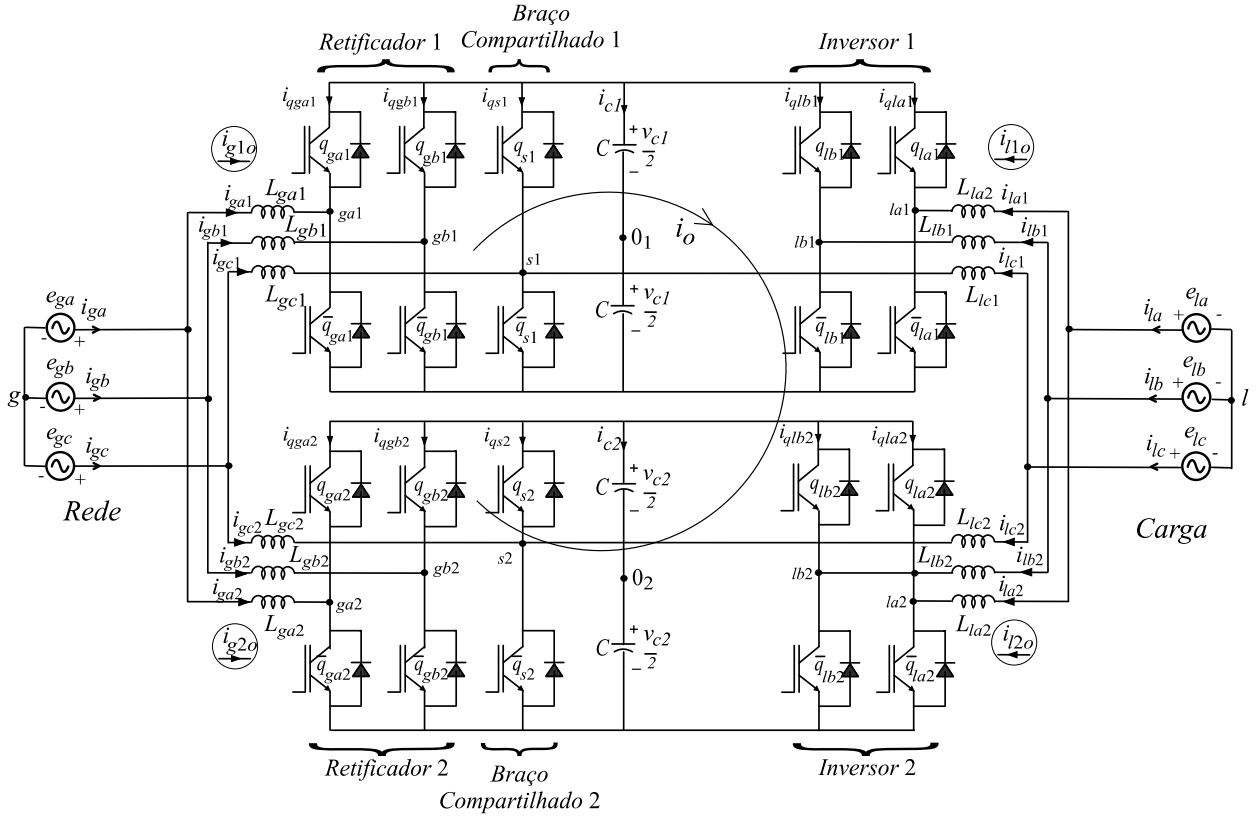


Figura 2.2: Conversor CA-CC-CA trifásico-trifásico com dez braços e dois barramentos CC (10L2BI).

2.2.1 Modelo do Sistema

O modelo do conversor trifásico-trifásico 10L2BI, mostrado na Figura 2.2, é apresentado a seguir. Para os retificadores trifásicos, o modelo é definido por

$$e_{ga} = z_{ga1}i_{ga1} + v_{ga10_1} - v_{g0_1} \quad (2.1)$$

$$e_{gb} = z_{gb1}i_{gb1} + v_{gb10_1} - v_{g0_1} \quad (2.2)$$

$$e_{gc} = z_{gc1} \dot{i}_{gc1} + v_{s10_1} - v_{g0_1} \quad (2.3)$$

$$e_{ga} = z_{ga2} \dot{i}_{ga2} + v_{ga20_2} - v_{g0_2} \quad (2.4)$$

$$e_{gb} = z_{gb2} \dot{i}_{gb2} + v_{gb20_2} - v_{g0_2} \quad (2.5)$$

$$e_{gc} = z_{gc2} \dot{i}_{gc2} + v_{s20_2} - v_{g0_2} \quad (2.6)$$

onde $z_{ga1} = r_{ga1} + pl_{ga1}$, $z_{gb1} = r_{gb1} + pl_{gb1}$, $z_{gc1} = r_{gc1} + pl_{gc1}$, $z_{ga2} = r_{ga2} + pl_{ga2}$, $z_{gb2} = r_{gb2} + pl_{gb2}$ e $z_{gc2} = r_{gc2} + pl_{gc2}$ são, respectivamente, as impedâncias dos filtros L_{ga1} , L_{gb1} , L_{gc1} , L_{ga2} , L_{gb2} , L_{gc2} e $p = d/dt$, v_{g0_1} é a tensão do neutro da rede elétrica (g) até o ponto médio do barramento CC 1 (0_1), v_{g0_2} é a tensão do neutro da rede até o ponto médio do barramento CC 2 (0_2), v_{ga10_1} e v_{gb10_1} são as tensões de polo do retificador 1, v_{ga20_2} e v_{gb20_2} são as tensões de polo do retificador 2, v_{s10_1} e v_{s20_2} são as tensões de polo dos braços compartilhados, i_{ga1} , i_{gb1} e i_{gc1} são as correntes internas do retificador 1 e i_{ga2} , i_{gb2} e i_{gc2} são as correntes internas do retificador 2.

Para os inversores trifásicos encontram-se:

$$e_{la} = z_{la1} \dot{i}_{la1} + v_{la10_1} - v_{l0_1} \quad (2.7)$$

$$e_{lb} = z_{lb1} \dot{i}_{lb1} + v_{lb10_1} - v_{l0_1} \quad (2.8)$$

$$e_{lc} = z_{lc1} \dot{i}_{lc1} + v_{s10_1} - v_{l0_1} \quad (2.9)$$

$$e_{la} = z_{la2} \dot{i}_{la2} + v_{la20_2} - v_{l0_2} \quad (2.10)$$

$$e_{lb} = z_{lb2} \dot{i}_{lb2} + v_{lb20_2} - v_{l0_2} \quad (2.11)$$

$$e_{lc} = z_{lc2} \dot{i}_{lc2} + v_{s20_2} - v_{l0_2} \quad (2.12)$$

onde $z_{la1} = r_{la1} + pl_{la1}$, $z_{lb1} = r_{lb1} + pl_{lb1}$, $z_{lc1} = r_{lc1} + pl_{lc1}$, $z_{la2} = r_{la2} + pl_{la2}$, $z_{lb2} = r_{lb2} + pl_{lb2}$ e $z_{lc2} = r_{lc2} + pl_{lc2}$ são, respectivamente, as impedâncias dos filtros L_{la1} , L_{lb1} , L_{lc1} , L_{la2} , L_{lb2} , L_{lc2} , v_{la10_1} e v_{lb10_1} são as tensões de polo do inversor 1, v_{ga20_2} e v_{gb20_2} são as tensões de polo do inversor 2, v_{s10_1} e v_{s20_2} são as tensões de polo dos braços compartilhados, i_{la1} , i_{lb1} e i_{lc1} são as correntes internas do inversor 1 e i_{la2} , i_{lb2} e i_{lc2} são as correntes internas do inversor 2.

Com a conexão de dois conversores em paralelo sem o uso de transformadores na topologia 10L2BI, tem-se a formação de uma malha de circulação entre os conversores CA - CC - CA , da qual encontra-se as seguintes equações:

$$z_{ga1} \dot{i}_{ga1} - z_{la1} \dot{i}_{la1} + z_{la2} \dot{i}_{la2} - z_{ga2} \dot{i}_{ga2} + v_{ga10_1} - v_{la10_1} + v_{la20_2} - v_{ga20_2} = 0 \quad (2.13)$$

$$z_{ga1} \dot{i}_{ga1} - z_{lb1} \dot{i}_{lb1} + z_{lb2} \dot{i}_{lb2} - z_{ga2} \dot{i}_{ga2} + v_{ga10_1} - v_{lb10_1} + v_{lb20_2} - v_{ga20_2} = 0 \quad (2.14)$$

$$z_{ga1} \dot{i}_{ga1} - z_{lc1} \dot{i}_{lc1} + z_{lc2} \dot{i}_{lc2} - z_{ga2} \dot{i}_{ga2} + v_{ga10_1} - v_{s10_1} + v_{s20_2} - v_{ga20_2} = 0 \quad (2.15)$$

$$z_{gb1} \dot{i}_{gb1} - z_{la1} \dot{i}_{la1} + z_{la2} \dot{i}_{la2} - z_{gb2} \dot{i}_{gb2} + v_{gb10_1} - v_{la10_1} + v_{la20_2} - v_{gb20_2} = 0 \quad (2.16)$$

$$z_{gb1} \dot{i}_{gb1} - z_{lb1} \dot{i}_{lb1} + z_{lb2} \dot{i}_{lb2} - z_{gb2} \dot{i}_{gb2} + v_{gb10_1} - v_{lb10_1} + v_{lb20_2} - v_{gb20_2} = 0 \quad (2.17)$$

$$z_{gb1} \dot{i}_{gb1} - z_{lc1} \dot{i}_{lc1} + z_{lc2} \dot{i}_{lc2} - z_{gb2} \dot{i}_{gb2} + v_{gb10_1} - v_{s10_1} + v_{s20_2} - v_{gb20_2} = 0 \quad (2.18)$$

$$z_{gc1} \dot{i}_{gc1} - z_{la1} \dot{i}_{la1} + z_{la2} \dot{i}_{la2} - z_{gc2} \dot{i}_{gc2} + v_{s10_1} - v_{la10_1} + v_{la20_2} - v_{s20_2} = 0 \quad (2.19)$$

$$z_{gc1} \dot{i}_{gc1} - z_{lb1} \dot{i}_{lb1} + z_{lb2} \dot{i}_{lb2} - z_{gc2} \dot{i}_{gc2} + v_{s10_1} - v_{lb10_1} + v_{lb20_2} - v_{s20_2} = 0 \quad (2.20)$$

$$z_{gc1} \dot{i}_{gc1} - z_{lc1} \dot{i}_{lc1} + z_{lc2} \dot{i}_{lc2} - z_{gc2} \dot{i}_{gc2} + v_{s10_1} - v_{s10_1} + v_{s20_2} - v_{s20_2} = 0. \quad (2.21)$$

Somando as equações (2.13)-(2.21), encontra-se a seguinte relação para a tensão de circulação

$$v_o = \sum_{n=a}^c i_{gn1} z_{gn1} - \sum_{n=a}^c i_{ln1} z_{ln1} + \sum_{n=a}^c i_{ln2} z_{ln2} - \sum_{n=a}^c i_{gn2} z_{gn2} \quad (2.22)$$

com

$$v_o = - \sum_{n=a}^b v_{gn10_1} + \sum_{n=a}^b v_{ln10_1} + \sum_{n=a}^b v_{gn10_2} - \sum_{n=a}^b v_{ln20_2} \quad (2.23)$$

A partir das correntes internas de entrada e saída dos conversores (i_{ga1} , i_{gb1} , i_{ga2} , i_{gb2} , i_{la1} , i_{lb1} , i_{ilb2} e i_{lc2}) as correntes de circulação em cada conversor são definidas por:

$$i_{g1o} = \frac{1}{\sqrt{3}} (i_{ga1} + i_{gb1} + i_{gc1}) \quad (2.24)$$

$$i_{l1o} = \frac{1}{\sqrt{3}} (i_{la1} + i_{lb1} + i_{lc1}) \quad (2.25)$$

$$i_{g2o} = \frac{1}{\sqrt{3}} (i_{ga2} + i_{gb2} + i_{gc2}) \quad (2.26)$$

$$i_{l2o} = \frac{1}{\sqrt{3}} (i_{la2} + i_{lb2} + i_{lc2}) \quad (2.27)$$

Como a topologia proposta possui apenas dois conversores CA-CC-CA conectados em paralelo com os barramentos CC separados, é possível escrever as equações da corrente de circulação de cada conversor em função de uma única corrente de circulação (i_o) entre os conversores, ou seja,

$$i_o = i_{g1o} = -i_{l1o} = -i_{g2o} = i_{l2o} \quad (2.28)$$

Considerando a transformada odq definida por

$$\bar{w}_{gabc} = \bar{P} \bar{w}_{godq} \quad (2.29)$$

$$\bar{w}_{labc} = \bar{P} \bar{w}_{lodq} \quad (2.30)$$

$$\bar{w}_{jabc} = \bar{P} \bar{w}_{jodq} \quad (2.31)$$

onde $\bar{w}_{gabc} = [w_{ga} \ w_{gb} \ w_{gc}]^T$, $\bar{w}_{labc} = [w_{la} \ w_{lb} \ w_{lc}]^T$, $\bar{w}_{jabc} = [w_{ja} \ w_{jb} \ w_{jc}]^T$ representam os vetores de tensões e correntes do sistema com $j = g1, g2, l1, l2, s$, $\bar{w}_{godq} = [w_{go} \ w_{gd} \ w_{gq}]^T$, $\bar{w}_{lodq} = [w_{lo} \ w_{ld} \ w_{lq}]^T$, $\bar{w}_{jodq} = [w_{jo} \ w_{jd} \ w_{jq}]^T$ e \bar{P} é a matriz transformação.

$$\bar{P} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2} & 1 & 0 \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}. \quad (2.32)$$

Fazendo $v_{kav} = v_{kav0_v} - v_{k0_v}$, $v_{kbv} = v_{kbv0_v} - v_{k0_v}$ e $v_{skv} = v_{s0_1} - v_{k0_v}$ com $k = g, l$ e $v = 1, 2$ a partir das equações (2.29)-(2.31) e (2.1)-(2.12) o modelo sistema, torna-se

$$\bar{e}_{gdq} = \bar{z}_{g1odq} \bar{i}_{g1odq} + \bar{v}_{g1dq} \quad (2.33)$$

$$\bar{e}_{gdq} = \bar{z}_{g2odq} \bar{i}_{g2odq} + \bar{v}_{g2dq} \quad (2.34)$$

$$\bar{e}_{ldq} = \bar{z}_{l1odq} \bar{i}_{l1odq} + \bar{v}_{l1dq} \quad (2.35)$$

$$\bar{e}_{ldq} = \bar{z}_{l2odq} \bar{i}_{l2odq} + \bar{v}_{l2dq} \quad (2.36)$$

onde $\bar{e}_{gdq} = [e_{kd} \ e_{kq}]^T$, $\bar{i}_{kvodq} = [i_{kvo} \ i_{kvd} \ i_{kvq}]^T$, $\bar{v}_{kvodq} = [v_{kvd} \ v_{kvq}]^T$ e $\bar{z}_{kvodq} = \begin{bmatrix} z_{kvod} & z_{kvd} & z_{kvdq} \\ z_{kvoq} & z_{kvdq} & z_{kvq} \end{bmatrix} =$

$$\frac{1}{6} \begin{bmatrix} \sqrt{2} (2z_{kav} - z_{kbv} - z_{kcv}) & (4z_{kav} + z_{kbv} + z_{kcv}) & \sqrt{3} (z_{kcv} - z_{kbv}) \\ \sqrt{6} (z_{kbv} - z_{kcv}) & \sqrt{3} (z_{kcv} - z_{kbv}) & 3 (z_{kbv} + z_{kcv}) \end{bmatrix}$$

Dessa maneira, substituindo as equações (2.24)-(2.28), (2.29)-(2.31) na equação da tensão de circulação (2.22) o modelo da tensão de circulação da topologia 10L2BI, torna-se

$$v_o = \sqrt{3} \left[\sum_{v=1}^2 (z_{gvo} + z_{lvo}) i_o + \sum_{j=d,q} z_{g1oj} i_{g1j} - \sum_{j=d,q} z_{l1oj} i_{l1j} - \sum_{j=d,q} z_{g2oj} i_{g2j} + \sum_{j=d,q} z_{l2oj} i_{l2j} \right] \quad (2.37)$$

com $z_{kvo} = \frac{2}{6} (z_{kav} + z_{kbv} + z_{kcv})$, $z_{kvod} = \frac{\sqrt{2}}{6} (2z_{kav} - z_{kbv} - z_{kcv})$ e $z_{kvoq} = \frac{\sqrt{6}}{6} (z_{kbv} - z_{kcv})$

O modelo da topologia é definido pelas equações (2.33)-(2.37), da qual se utiliza-se as tensões \bar{v}_{g1dq} e \bar{v}_{g2dq} para regular as corrente internas \bar{i}_{g1dq} e \bar{i}_{g2dq} dos retificadores e as tensões \bar{v}_{l1dq} e \bar{v}_{l2dq} são utilizadas para controlar tensão da carga. Enquanto a tensão v_o é aplicada na regulação da corrente de circulação i_o .

2.2.2 Estratégia PWM

As tensões de polo v_{ga10_1} , v_{gb10_1} , v_{s10_1} , v_{ga20_1} , v_{gb20_1} , v_{s20_1} , v_{la10_2} , v_{lb10_2} , v_{la20_2} e v_{lb20_2} em função dos estados das chaves são dadas por

$$v_{ga10_1} = (2q_{ga1} - 1) \frac{v_{c1}}{2} \quad (2.38)$$

$$v_{gb10_1} = (2q_{gb1} - 1) \frac{v_{c1}}{2} \quad (2.39)$$

$$v_{s10_1} = (2q_{s1} - 1) \frac{v_{c1}}{2} \quad (2.40)$$

$$v_{ga20_2} = (2q_{ga2} - 1) \frac{v_{c2}}{2} \quad (2.41)$$

$$v_{gb20_2} = (2q_{gb2} - 1) \frac{v_{c2}}{2} \quad (2.42)$$

$$v_{s20_2} = (2q_{s2} - 1) \frac{v_{c2}}{2} \quad (2.43)$$

$$v_{la10_1} = (2q_{la1} - 1) \frac{v_{c1}}{2} \quad (2.44)$$

$$v_{lb10_1} = (2q_{lb1} - 1) \frac{v_{c1}}{2} \quad (2.45)$$

$$v_{la20_2} = (2q_{la2} - 1) \frac{v_{c2}}{2} \quad (2.46)$$

$$v_{lb20_2} = (2q_{lb2} - 1) \frac{v_{c2}}{2} \quad (2.47)$$

onde v_{c1} e v_{c2} são as tensões de barramento.

Considerando que as tensões de referência v_{kvd}^* , v_{kvq}^* e v_o^* são fornecidas pelos controladores, com $k = g, l$ e $v = 1, 2$, tem-se

$$v_{kvd}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(v_{kav0_v}^* - \frac{v_{kbv0_v}^*}{2} - \frac{v_{sv0_v}^*}{2} \right) \quad (2.48)$$

$$v_{kvq}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} v_{kbv0_v}^* - \frac{\sqrt{3}}{2} v_{sv0_v}^* \right) \quad (2.49)$$

$$v_o^* = - \sum_{n=a}^b v_{g1n0_1}^* + \sum_{n=a}^b v_{l1n0_1}^* + \sum_{n=a}^b v_{g2n0_2}^* - \sum_{n=a}^b v_{l2n0_2}^* \quad (2.50)$$

Os sinais de gatilho das chaves, são obtidos diretamente das equações de polo de referência $v_{ga10_1}^*$ a $v_{s20_2}^*$. Assim, são necessárias dez equações para o cálculo do PWM. Note que v_o é combinação linear das tensões v_{g1d} , v_{g1q} , v_{g2d} , v_{g2q} , v_{l1d} , v_{l1q} , v_{l2d} , v_{l2q}

$$v_o^* = -\sqrt{\frac{3}{2}} (v_{g1d}^* + v_{l1d}^* + v_{g2d}^* - v_{l2d}^*) + \frac{3}{\sqrt{2}} (v_{l1q}^* - v_{g1q}^* + v_{g2q}^* - v_{l2q}^*) \quad (2.51)$$

Com isto, não será possível definir nove tensões independentes. Então para o balanceamento será considerado v_o^* igual a zero. Logo, as oito equações fornecidas pelos controladores (2.48)-(2.49) não são suficientes para determinar os sinais de gatilho das chaves. Portanto, é necessário introduzir duas variáveis auxiliares v_x^* e v_y^* definidas por

$$v_x^* = \frac{1}{3} (v_{ga10_1}^* + v_{gb10_1}^* + v_{s10_1}^*) \quad (2.52)$$

$$v_y^* = \frac{1}{3} (v_{ga20_2}^* + v_{gb20_2}^* + v_{s20_2}^*) \quad (2.53)$$

A partir das equações (2.29),(2.30), (2.48)-(2.53) as tensões de polo de referência serão definidas por:

$$v_{ga10_1}^* = v_{ga1}^* + v_x^* \quad (2.54)$$

$$v_{gb10_1}^* = v_{gb1}^* + v_x^* \quad (2.55)$$

$$v_{s10_1}^* = v_{gc1}^* + v_x^* \quad (2.56)$$

$$v_{la10_1}^* = v_{la1}^* - v_{lc1}^* + v_{gc1}^* + v_x^* \quad (2.57)$$

$$v_{lb10_1}^* = v_{lb1}^* - v_{lc1}^* + v_{gc1}^* + v_x^* \quad (2.58)$$

$$v_{ga20_2}^* = v_{ga2}^* + v_y^* \quad (2.59)$$

$$v_{gb20_2}^* = v_{gb2}^* + v_y^* \quad (2.60)$$

$$v_{s20_2}^* = v_{gc2}^* + v_y^* \quad (2.61)$$

$$v_{la20_2}^* = v_{la2}^* - v_{lc2}^* + v_{gc2}^* + v_y^* \quad (2.62)$$

$$v_{lb20_2}^* = v_{lb2}^* - v_{lc2}^* + v_{gc2}^* + v_y^* \quad (2.63)$$

com

$$v_{kav}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} v_{kvd}^* = \frac{1}{3} \sqrt{6} v_{kvd}^* \quad (2.64)$$

$$v_{kbv}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(-\frac{1}{2} v_{kvd}^* + \frac{\sqrt{3}}{2} v_{kvq}^* \right) \quad (2.65)$$

$$v_{kcv}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(-\frac{1}{2} v_{kvd}^* - \frac{\sqrt{3}}{2} v_{kvq}^* \right) \quad (2.66)$$

Dessas equações, observa-se que as tensões de polo dependem das tensões v_{kav}^* , v_{kbv}^* , v_{kcv}^* fornecidas pelos controladores, como também das tensões auxiliares v_x^* e v_y^* . As tensões auxiliares podem ser escolhidas de forma independente, desde que, os máximos e os mínimos das tensões de polo sejam respeitados

$$v_{x \max}^* = v_{c1}^*/2 - v_{1 \max}^* \quad (2.67)$$

$$v_{x \min}^* = -v_{c1}^*/2 - v_{1 \min}^* \quad (2.68)$$

$$v_{y \max}^* = v_{c2}^*/2 - v_{2 \max}^* \quad (2.69)$$

$$v_{y \min}^* = -v_{c2}^*/2 - v_{2 \min}^* \quad (2.70)$$

com $V_{x1}^* = \{v_{ga1}^*, v_{gb1}^*, v_{gc1}^*, v_{la1}^* + v_{c1}^*, v_{lb1}^* + v_{c1}^*, v_{ga2}^*, v_{gb2}^*, v_{gc2}^*, v_{la2}^* + v_{c2}^*, v_{lb2}^* + v_{c2}^*\}$ com $v_{c1}^* = v_{gc1}^* - v_{lc1}^*$ e $v_{c2}^* = v_{gc2}^* - v_{lc2}^*$. As equações auxiliares podem ser escritas em função do fator de distribuição de roda livre, μ , definido por:

$$v_x^* = \mu_x v_{x \max}^* + (1 - \mu_x) v_{x \min}^* \quad (2.71)$$

$$v_y^* = \mu_y v_{y \max}^* + (1 - \mu_y) v_{y \min}^* \quad (2.72)$$

onde $0 \leq \mu_x \leq 1$, e $0 \leq \mu_y \leq 1$. Nota-se que para os valores de $\mu = 0$ ou $\mu = 1$, são selecionados os valores mínimo ($v_x^* = v_{x \min}^*$, e $v_y^* = v_{y \min}^*$) ou máximo ($v_x^* = v_{x \max}^*$, e $v_y^* = v_{y \max}^*$).

Os sinais de gatilho das chaves podem ser obtidos pela comparação da tensão de polo com sinal triangular de alta frequência, denominado portadora *PWM*. Nesse trabalho os sinais de gatilhos das chaves serão obtidos comparando as tensões de polo com uma, duas ou seis ondas triangulares de alta frequência, isto é, uma portadora *PWM*, duas portadoras *PWM* e seis portadoras *PWM*.

2.2.3 Estratégia de Controle

Exibe-se, na Figura 2.3, o diagrama de controle do conversor 10L2BI mostrado na Figura 2.2. A partir desse diagrama, as tensões v_{c1} e v_{c2} dos barramentos *CC* são reguladas pelos controladores PI convencionais, representados pelos blocos R_{c1} e R_{c2} , para os valores de referência v_{c1}^* e v_{c2}^* , respectivamente. Esses controladores fornecem as amplitudes das correntes de referência I_1^* e I_2^* , desejadas nas entradas dos retificadores. O controle do fator de potência é obtido sincronizando as

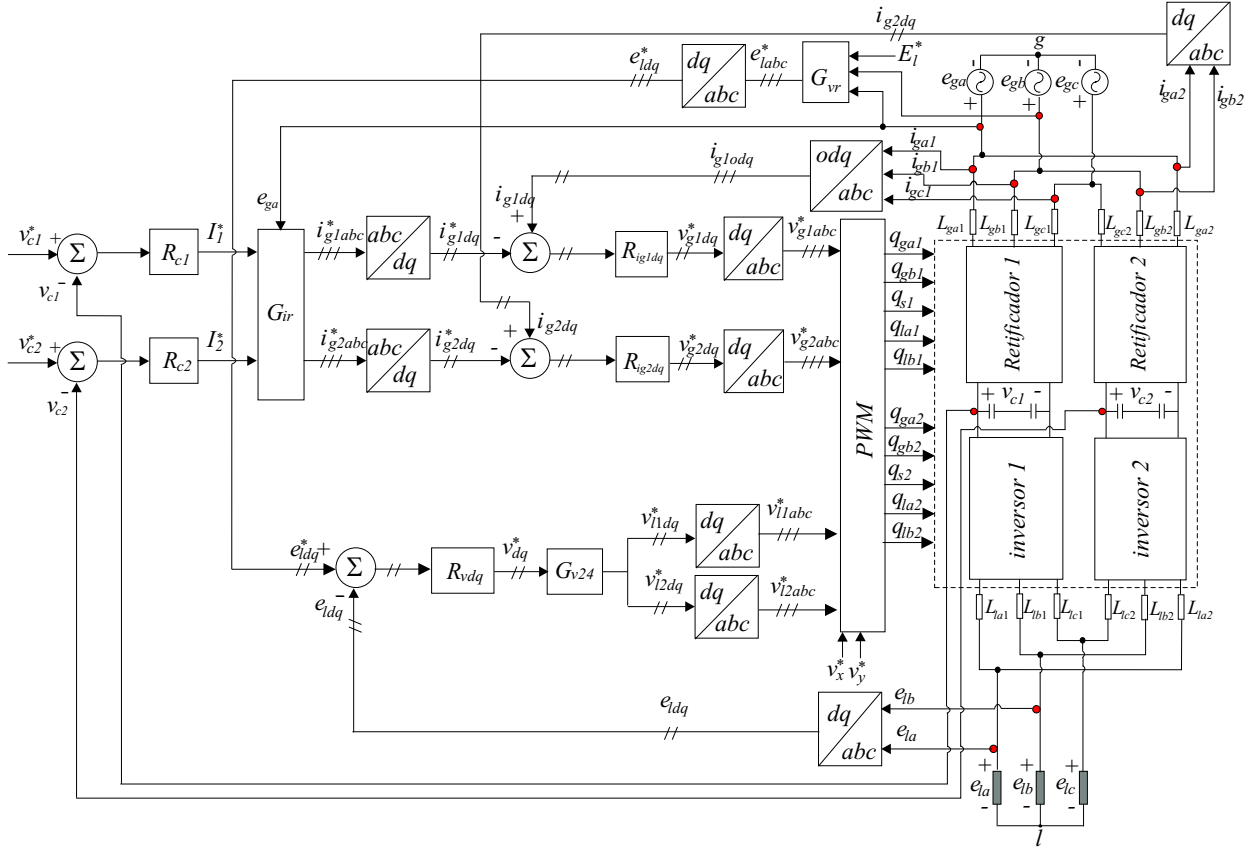


Figura 2.3: Diagrama de blocos do controle do conversor CA-CC-CA trifásico-trifásico em paralelo com dez braços e dois barramentos CC (10L2BI).

correntes instantâneas de referência i_{g1abc}^* (i_{ga1}^* , i_{gb1}^* e i_{gc1}^*) e i_{g2abc}^* (i_{ga2}^* , i_{gb2}^* e i_{gc2}^*) com as tensões da rede trifásica, aplicando o bloco de sincronismo G_{ir} , baseado no esquema de um *PLL*.

Essas correntes são aplicadas aos blocos abc/dq , com base na transformada dq [equação (2.31)], definindo, assim, as correntes i_{g1dq}^* (i_{g1d}^* , i_{g1q}^*) e i_{g2dq}^* (i_{g2d}^* e i_{g2q}^*). Os controles das correntes i_{g1dq}^* e i_{g2dq}^* são implementados usando controladores de dupla sequência, representados pelos blocos R_{ig1dq} e R_{ig2dq} . Quando a variável a ser controlada é senoidal o controlador PI convencional não garante erro nulo em regime permanente, assim o controlador de dupla sequência é utilizado. Esse controlador provê um ganho infinito na frequência de corte ω_e . Deste modo garantindo um erro nulo nessa frequência em regime permanente. Esse controlador pode ser modelado no tempo pelas seguintes equações:

$$\frac{dx_a}{dt} = x_b + 2k_i \varepsilon_j \quad (2.73)$$

$$\frac{dx_b}{dt} = -\omega_e x_b \quad (2.74)$$

$$v_j^* = x_a + k_p \varepsilon_j \quad (2.75)$$

onde x_a e x_b são as variáveis de estado do controlador, k_p e k_i são, respectivamente, os ganhos proporcional e integral do controlador, v_j é a tensão de referência e $\varepsilon_j = i_j^* - i_j$ é o erro de corrente, com $j = ga1, ga2, gb1$ ou $gb2$. Nesse caso, a frequência do controlador é igual à frequência da

rede elétrica. Os controladores R_{ig1dq} e R_{ig2dq} , definem as tensões de referência v_{g1dq}^* e v_{g2dq}^* que são aplicadas aos blocos dq/abc . Na saída desses blocos são encontradas as tensões de referência v_{g1abc}^* (v_{ga1}^* , v_{gb1}^* e v_{gc1}^*) e v_{g2abc}^* (v_{ga2}^* , v_{gb2}^* e v_{gc2}^*), desejadas nas entradas dos retificadores.

O controle das tensões dq da carga trifásica é realizado por dois controladores PI de dupla sequência, representa dos pelo bloco R_{vdq} . Esses controladores são definidos pelas equações (2.73)-(2.75), com $e_j = e_j^* - e_j$, $j = ld, lq$, e ω_e e igual à frequência da carga. Sendo as tensões de referência da carga sincronizado com as tensões da rede, aplicando o bloco de sincronismo G_{vr} e a amplitude de referência para carga E_l^* . Na saída desses controladores, encontram-se as tensões de referência v_{dq}^* (v_d^* e v_q^*). As tensões aplicadas a cada conversor, portanto a partir do bloco G_{v24} , encontra-se $v_{l1dq}^* = v_{l2qd}^* = v_{dq}^*$. Essas tensões são aplicadas aos blocos dq/abc , determinando as tensões v_{l1abc}^* (v_{l1a}^* , v_{l1b}^* e v_{l1c}^*) e v_{l2abc}^* (v_{l2a}^* , v_{l2b}^* e v_{l2c}^*), como mostrado no diagrama de controle da Figura 2.3.

2.2.4 Corrente do capacitor do barramento CC

Da Figura 2.2, as correntes dos barramentos CC são dadas por:

$$i_{c1} = - (i_{qga1} + i_{qgb1} + i_{qs1} + i_{qla1} + i_{qlb1}) \quad (2.76)$$

$$i_{c2} = - (i_{qga2} + i_{qgb2} + i_{qs2} + i_{qla2} + i_{qlb2}) \quad (2.77)$$

com

$$\bar{i}_{c1} = \frac{\tau_{ga1}}{T_s} i_{ga1} + \frac{\tau_{gb1}}{T_s} i_{gb1} - \frac{\tau_{s1}}{T_s} i_{s1} + \frac{\tau_{la1}}{T_s} i_{la1} + \frac{\tau_{lb1}}{T_s} i_{lb1} \quad (2.78)$$

$$\bar{i}_{c2} = \frac{\tau_{ga2}}{T_s} i_{ga2} + \frac{\tau_{gb2}}{T_s} i_{gb2} - \frac{\tau_{s2}}{T_s} i_{s2} + \frac{\tau_{la2}}{T_s} i_{la2} + \frac{\tau_{lb2}}{T_s} i_{lb2} \quad (2.79)$$

onde τ_{ga1} , τ_{ga2} , τ_{gb1} , τ_{gb2} , τ_{s1} , τ_{s2} , τ_{la1} , τ_{la2} , τ_{lb1} e τ_{lb2} são os intervalos de tempo em que as chaves q_{ga1} , q_{ga2} , q_{gb1} , q_{gb2} , q_{s1} , q_{s2} , q_{la1} , q_{la2} , q_{lb1} e q_{lb2} estarão fechadas, respectivamente, T_s é o período de chaveamento e \bar{i}_{c1} e \bar{i}_{c2} é a corrente média nos capacitores do barramento CC.

Assumindo que as tensões de polo de referência são constantes por T_s , o intervalos de tempo τ_{knv} são escritas em função das tensões de polo de referência. Por exemplo, τ_{ga1} pode ser dado por:

$$\tau_{ga1} = \left(\frac{v_{ga101}^*}{v_{c1}^*} + \frac{1}{2} \right) T_s \quad (2.80)$$

Portanto, a partir das equações (2.78) - (2.80) as correntes do barramentos CC serão dadas por:

$$\bar{i}_{c1} = \frac{1}{v_{c1}^*} \left(v_{ga1}^* i_{ga1} + v_{gb1}^* i_{gb1} + v_{gc1}^* i_{gc1} + v_{gc1}^* i_o + v_{la1}^* i_{la1} + v_{lb1}^* i_{lb1} + v_{lc1}^* i_{lc1} \right) \quad (2.81)$$

$$\bar{i}_{c2} = \frac{1}{v_{c2}^*} \left(v_{ga2}^* i_{ga2} + v_{gb2}^* i_{gb2} + v_{gc2}^* i_{gc2} + v_{gc2}^* i_o + v_{la2}^* i_{la2} + v_{lb2}^* i_{lb2} + v_{lc2}^* i_{lc2} \right) \quad (2.82)$$

As equações (2.81) e (2.82) mostra a influência da corrente de circulação na corrente do capacitor do barramento CC na topologia 10L2BI.

2.3 Topologia 10L1BI

O conversor CA-CC-CA trifásico-trifásico com dez braços e um barramento CC (10L1BI), mostrado na Figura 2.4 é composto por dois retificadores trifásicos (retificadores 1 e 2), dois inversores trifásicos (inversores 1 e 2), dois braços compartilhados (braços $s1$ e $s2$), uma carga trifásica, doze impedâncias de filtro L_{ga1} , L_{gb1} , L_{gc1} , L_{ga2} , L_{gb2} , L_{gc2} , L_{la1} , L_{lb1} , L_{lc1} , L_{la2} , L_{lb2} e L_{lc2} e um barramento CC. O retificador 1 é formado pelas chaves q_{ga1} , \bar{q}_{ga1} , q_{gb1} , \bar{q}_{gb1} , q_{s1} e \bar{q}_{s1} o inversor 1 é formado pelas chaves q_{la1} , \bar{q}_{la1} , q_{lb1} , \bar{q}_{lb1} , q_{s1} e \bar{q}_{s1} o retificador 2 é formado pelas chaves q_{ga2} , \bar{q}_{ga2} , q_{gb2} , \bar{q}_{gb2} , q_{s2} e \bar{q}_{s2} e o inversor 2 é formado pelas chaves q_{la2} , \bar{q}_{la2} , q_{lb2} , \bar{q}_{lb2} , q_{s2} e \bar{q}_{s2} , onde q_{s1} e \bar{q}_{s1} , q_{s2} e \bar{q}_{s2} são chaves compartilhadas entre o retificador 1 e o inversor 1, e o retificador 2 e o inversor 2, respectivamente.

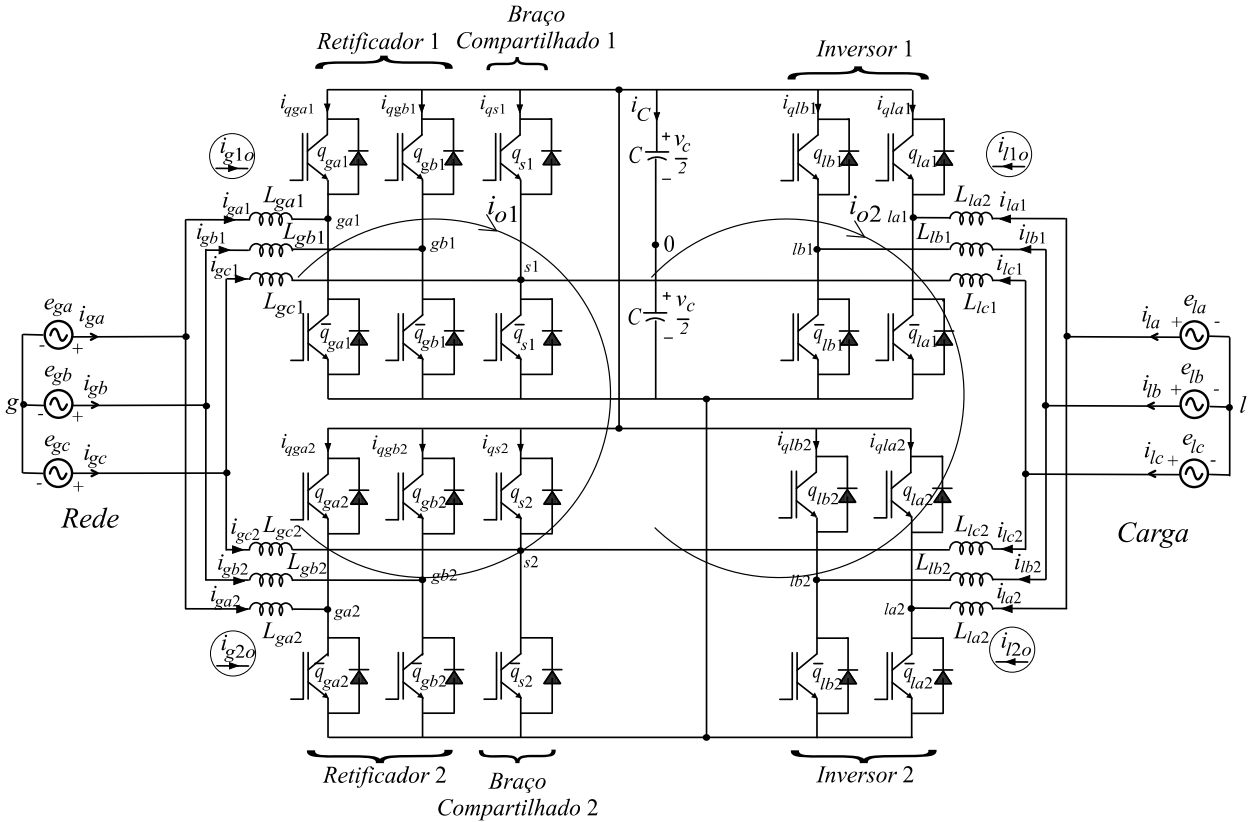


Figura 2.4: Conversor CA-CC-CA trifásico-trifásico com dez braços e um barramento CC (10L1BI).

2.3.1 Modelo do Sistema

O modelo do conversor trifásico-trifásico 10L1BI, mostrado na Figura 2.4, é apresentado a seguir. Para os retificadores trifásicos, o modelo é definido por

$$e_{ga} = z_{ga1} \dot{i}_{ga1} + v_{ga10} - v_{g0} \quad (2.83)$$

$$e_{gb} = z_{gb1} \dot{i}_{gb1} + v_{gb10} - v_{g0} \quad (2.84)$$

$$e_{gc} = z_{gc1}i_{s1} + v_{s10} - v_{g0} \quad (2.85)$$

$$e_{ga} = z_{ga2}i_{ga2} + v_{ga20} - v_{g0} \quad (2.86)$$

$$e_{gb} = z_{gb2}i_{gb2} + v_{gb20} - v_{g0} \quad (2.87)$$

$$e_{gc} = z_{gc2}i_{s2} + v_{s20} - v_{g0} \quad (2.88)$$

onde v_{g0} é a tensão do neutro da rede elétrica (g) até o ponto médio do barramento CC (0), v_{ga10} e v_{gb10} são as tensões de polo do retificador 1, v_{ga20} e v_{gb20} são as tensões de polo do retificador 2, v_{s10} e v_{s20} são as tensões de polo dos braços compartilhados, i_{ga1} , i_{gb1} e i_{gc1} são as correntes internas do retificador 1 e i_{ga2} , i_{gb2} e i_{gc2} são as correntes internas do retificador 2.

Para os inversores trifásicos encontram-se:

$$e_{la} = z_{la1}i_{la1} + v_{la10} - v_{l0} \quad (2.89)$$

$$e_{lb} = z_{lb1}i_{lb1} + v_{lb10} - v_{l0} \quad (2.90)$$

$$e_{lc} = z_{lc1}i_{lc1} + v_{s10} - v_{l0} \quad (2.91)$$

$$e_{la} = z_{la2}i_{la2} + v_{la20} - v_{l0} \quad (2.92)$$

$$e_{lb} = z_{lb2}i_{lb2} + v_{lb20} - v_{l0} \quad (2.93)$$

$$e_{lc} = z_{lc2}i_{lc2} + v_{s20} - v_{l0} \quad (2.94)$$

onde v_{l0} é a tensão do neutro da carga trifásica (l) até o ponto médio do barramento CC (0), v_{la10} e v_{lb10} são as tensões de polo do inversor 1, v_{ga20} e v_{gb20} são as tensões de polo do inversor 2, i_{la1} , i_{lb1} e i_{lc1} são as correntes internas do inversor 1 e i_{la2} , i_{lb2} e i_{lc2} são as correntes internas do inversor 2.

Na topologia 10L1BI, tem-se a formação de duas malhas de circulação entre os conversores $CA-CC-CA$. Uma malha no lado da rede, entre os retificadores 1 e 2, e a outra malha no lado da carga, entre os inversores 1 e 2. Para os conversores no lado da rede, tem-se:

$$z_{ga1}i_{ga1} - z_{ga2}i_{ga2} + v_{ga10} - v_{ga20} = 0 \quad (2.95)$$

$$z_{gb1}i_{gb1} - z_{gb2}i_{gb2} + v_{gb10} - v_{gb20} = 0 \quad (2.96)$$

$$z_{gc1}i_{gc1} - z_{gc2}i_{gc2} = 0 \quad (2.97)$$

Somando as equações (3.87)-(3.89) a tensão de circulação v_{o1} no lado da rede é definida por:

$$v_{o1} = z_{ga1}i_{ga1} + z_{gb1}i_{gb1} + z_{gc1}i_{gc1} - z_{ga2}i_{ga2} - z_{gb2}i_{gb2} - z_{gc2}i_{gc2} \quad (2.98)$$

com

$$v_{o1} = v_{ga10} + v_{gb10} - v_{ga20} - v_{gb20} \quad (2.99)$$

Enquanto que a tensão de circulação no lado da carga (v_{o2}) é determinada por:

$$-z_{la1}i_{la1} + z_{la2}i_{la2} + v_{la10} - v_{la20} = 0 \quad (2.100)$$

$$-z_{lb1}i_{lb1} + z_{lb2}i_{lb2} + v_{lb10} - v_{lb20} = 0 \quad (2.101)$$

$$-z_{lc1}i_{lc1} + z_{lc2}i_{lc2} = 0 \quad (2.102)$$

Somando as equações (3.92)-(3.94) a tensão de circulação v_{o2} no lado da rede é definida por:

$$v_{o2} = -z_{la1}i_{la1} - z_{lb1}i_{lb1} - z_{lc1}i_{lc1} + z_{la2}i_{la2} + z_{lb2}i_{lb2} + z_{lc2}i_{lc2} \quad (2.103)$$

com

$$v_{o2} = v_{la10} + v_{lb10} - v_{la20} - v_{lb20} \quad (2.104)$$

A partir das correntes internas de entrada e saída dos conversores (i_{ga1} , i_{gb1} , i_{gc1} , i_{la1} , i_{lb1} , i_{lc1} , i_{ga2} , i_{gb2} , i_{gc2} , i_{la2} , i_{lb2} , i_{lc2}) as correntes de circulação em cada conversor são definidas por:

$$i_{g1o} = \frac{1}{\sqrt{3}} (i_{ga1} + i_{gb1} + i_{gc1}) \quad (2.105)$$

$$i_{l1o} = \frac{1}{\sqrt{3}} (i_{la1} + i_{lb1} + i_{lc1}) \quad (2.106)$$

$$i_{g2o} = \frac{1}{\sqrt{3}} (i_{ga2} + i_{gb2} + i_{gc2}) \quad (2.107)$$

$$i_{l2o} = \frac{1}{\sqrt{3}} (i_{la2} + i_{lb2} + i_{lc2}) \quad (2.108)$$

Como a topologia proposta possui apenas dois conversores CA-CC-CA conectados em paralelo com um barramento CC, é possível escrever as equações da corrente de circulação de cada conversor em função de duas correntes de circulação (i_{o1} , i_{o2}) entre os conversores.

$$i_{o1} = i_{g1o} = -i_{g2o} \quad (2.109)$$

$$i_{o2} = -i_{l1o} = +i_{l2o} \quad (2.110)$$

2.3.2 Estratégia PWM

As tensões de polo v_{ga10} , v_{gb10} , v_{s10} , v_{ga20} , v_{gb20} , v_{s20} , v_{la10} , v_{lb10} , v_{la20} e v_{lb20} em função dos estados das chaves são dadas por

$$v_{ga10} = (2q_{ga1} - 1) \frac{v_c}{2} \quad (2.111)$$

$$v_{gb10} = (2q_{gb1} - 1) \frac{v_c}{2} \quad (2.112)$$

$$v_{s10} = (2q_{s1} - 1) \frac{v_c}{2} \quad (2.113)$$

$$v_{ga20} = (2q_{ga2} - 1) \frac{v_c}{2} \quad (2.114)$$

$$v_{gb20} = (2q_{gb2} - 1) \frac{v_c}{2} \quad (2.115)$$

$$v_{s20} = (2q_{s2} - 1) \frac{v_c}{2} \quad (2.116)$$

$$v_{la10} = (2q_{la1} - 1) \frac{v_c}{2} \quad (2.117)$$

$$v_{lb10} = (2q_{lb1} - 1) \frac{v_c}{2} \quad (2.118)$$

$$v_{la20} = (2q_{la2} - 1) \frac{v_c}{2} \quad (2.119)$$

$$v_{lb20} = (2q_{lb2} - 1) \frac{v_c}{2} \quad (2.120)$$

onde v_c é a tensão de barramento.

Da mesma maneira que a estrutura 10L1BI, v_{o1}^* e v_{o2}^* serão combinações lineares. Então para o balanceamento será considerado v_{o1}^* e v_{o2}^* iguais a zero. Logo, as tensões de polo de referência serão definidas por:

$$v_{ga10}^* = v_{ga1}^* + v_x^* \quad (2.121)$$

$$v_{gb10}^* = v_{gb1}^* + v_x^* \quad (2.122)$$

$$v_{s10}^* = v_{gc1}^* + v_x^* \quad (2.123)$$

$$v_{la10}^* = v_{la1}^* - v_{lc1}^* + v_{gc1}^* + v_x^* \quad (2.124)$$

$$v_{lb10}^* = v_{lb1}^* - v_{lc1}^* + v_{gc1}^* + v_x^* \quad (2.125)$$

$$v_{ga20}^* = v_{ga2}^* + v_y^* \quad (2.126)$$

$$v_{gb20}^* = v_{gb2}^* + v_y^* \quad (2.127)$$

$$v_{s20}^* = v_{gc2}^* + v_y^* \quad (2.128)$$

$$v_{la20}^* = v_{la2}^* - v_{lc2}^* + v_{gc2}^* + v_y^* \quad (2.129)$$

$$v_{lb20}^* = v_{lb2}^* - v_{lc2}^* + v_{gc2}^* + v_y^* \quad (2.130)$$

com

$$v_{kav}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} v_{kvd}^* = \frac{1}{3} \sqrt{6} v_{kvd}^* \quad (2.131)$$

$$v_{kbv}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(-\frac{1}{2} v_{kvd}^* + \frac{\sqrt{3}}{2} v_{kvq}^* \right) \quad (2.132)$$

$$v_{kcv}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(-\frac{1}{2} v_{kvd}^* - \frac{\sqrt{3}}{2} v_{kvq}^* \right) \quad (2.133)$$

Dessas equações, observa-se que as tensões de polo dependem das tensões v_{kva}^* , v_{kvb}^* , v_{kvc}^* fornecidas pelos controladores, como também das tensões auxiliares v_x^* e v_y^* . As tensões auxiliares podem ser escolhidas de forma independente, desde que, os máximos e os mínimos das tensões de polo sejam respeitados a partir das equações (2.67)-(2.70). As equações auxiliares podem ser escritas em função do fator de distribuição de roda livre, μ , a partir das equações (2.71)-(2.72).

2.3.3 Estratégia de Controle

Exibe-se, na Figura 2.5, o diagrama de controle do conversor 10L1BI mostrado na Figura 2.4. A partir desse diagrama, a tensão v_c do barramento CC é regulada pelo controlador PI convencional, representado pelo bloco R_{c1} , para o valor de referência v_c^* . Esse controlador fornece a

amplitude da corrente de referência I^* , desejada na entrada dos retificadores. O controle do fator de potência é obtido sincronizando as correntes instantâneas de referência i_{g1abc}^* (i_{ga1}^* , i_{gb1}^* e i_{gc1}^*) e i_{g2abc}^* (i_{ga2}^* , i_{gb2}^* e i_{gc2}^*) com as tensões da rede trifásica, aplicando o bloco de sincronismo G_{ir} , baseado no esquema de um PLL.

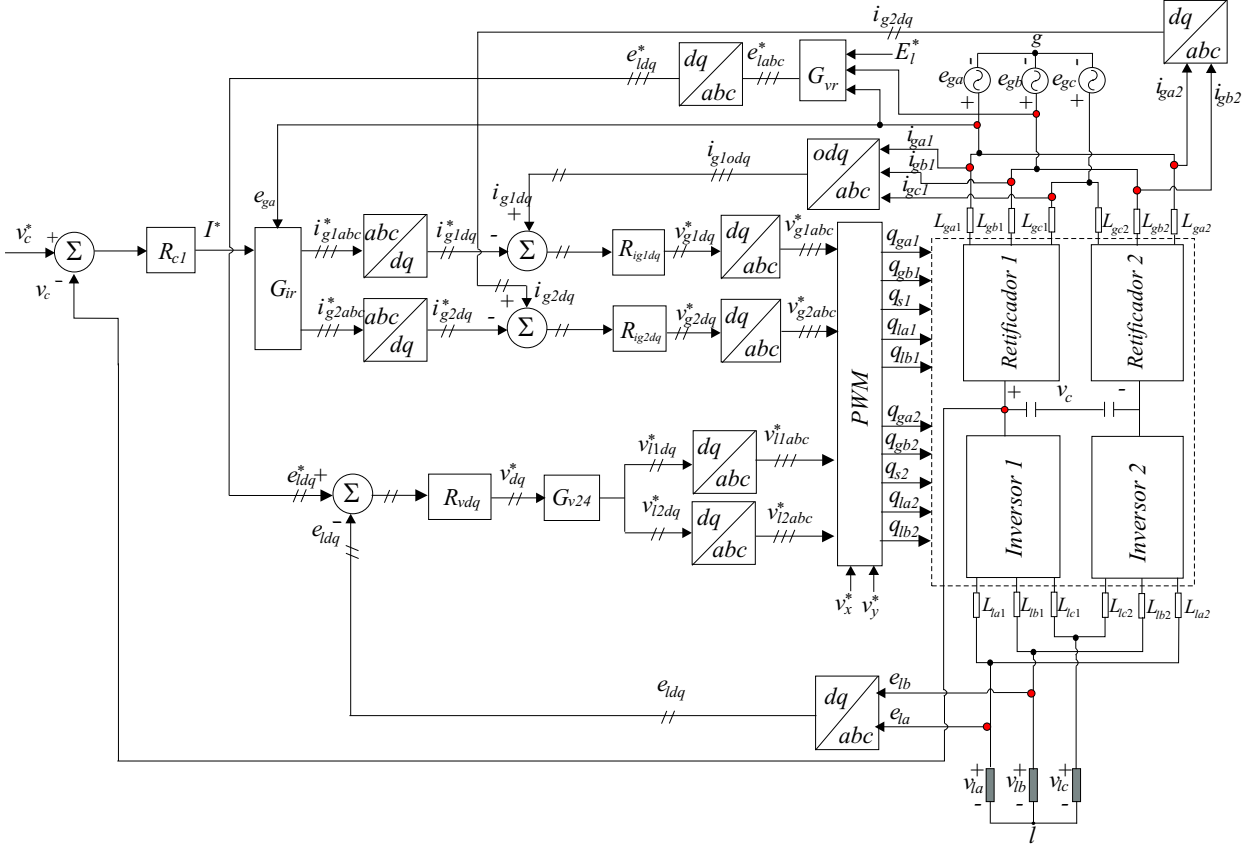


Figura 2.5: Diagrama de blocos do controle do conversor CA-CC-CA trifásico-trifásico em paralelo com dez braços e um barramento CC (10L1BI).

Essas correntes são aplicadas aos blocos abc/dq , com base na transformada dq [equação (2.31)], definindo, assim, as correntes i_{g1dq}^* (i_{g1d}^* , i_{g1q}^*) e i_{g2dq}^* (i_{g2d}^* e i_{g2q}^*). Os controles das correntes i_{g1dq}^* e i_{g2dq}^* são implementados usando controladores de dupla sequência, representados pelos blocos R_{ig1dq} e R_{ig2dq} que podem ser modelados no tempo pelas equações (2.73)-(2.75), com $j = ga1$, $ga2$, $gb1$ ou $gb2$. Os controladores R_{ig1dq} e R_{ig2dq} , definem as tensões de referência v_{g1dq}^* e v_{g2dq}^* que são aplicadas aos blocos dq/abc . Na saída desses blocos são encontradas as tensões de referência v_{g1abc}^* (v_{ga1}^* , v_{gb1}^* e v_{gc1}^*) e v_{g2abc}^* (v_{ga2}^* , v_{gb2}^* e v_{gc2}^*), desejadas nas entradas dos retificadores.

O controle das tensões dq da carga trifásica é realizado por dois controladores PI de dupla sequência, representados pelo bloco R_{vdq} . Esses controladores são definidos pelas equações (2.73)-(2.75), com $e_j = v_j^* - v_j$, $j = ld, lq$, e ω_e é igual à frequência da carga. Sendo as tensões de referência da carga sincronizado com as tensões da rede, aplicando o bloco de sincronismo G_{vr} e a amplitude de referência para carga E_l^* . Na saída desses controladores, encontram-se as tensões de referência v_{dq}^* (v_d^* e v_q^*). As tensões aplicadas a cada conversor, portanto a partir do bloco G_{v24} , encontra-se $v_{l1dq}^* = v_{l2dq}^* = v_{dq}^*$. Essas tensões são aplicadas aos blocos dq/abc , determinando as

tensões v_{l1abc}^* (v_{la1}^* , v_{lb1}^* e v_{lc1}^*) e v_{l2abc}^* (v_{la2}^* , v_{lb2}^* e v_{lc2}^*), como mostrado no diagrama de controle da Figura 2.5.

2.3.4 Corrente do capacitor do barramento CC

Da Figura 2.4, as correntes dos barramentos CC são dadas por:

$$i_c = -(i_{qga1} + i_{qga2} + i_{qgb1} + i_{qgb2} + i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qla1} + i_{qla2} + i_{qlb1} + i_{qlb2}) \quad (2.134)$$

com

$$\begin{aligned} \bar{i}_c = & \frac{\tau_{ga1}}{T_s} i_{ga1} + \frac{\tau_{ga2}}{T_s} i_{ga2} + \frac{\tau_{gb1}}{T_s} i_{gb1} + \frac{\tau_{gb2}}{T_s} i_{gb2} - \frac{\tau_{s1}}{T_s} i_{s1} \\ & - \frac{\tau_{s2}}{T_s} i_{s2} + \frac{\tau_{la1}}{T_s} i_{la1} + \frac{\tau_{lb1}}{T_s} i_{lb1} + \frac{\tau_{la2}}{T_s} i_{la2} + \frac{\tau_{lb2}}{T_s} i_{lb2} \end{aligned} \quad (2.135)$$

onde τ_{ga1} , τ_{ga2} , τ_{gb1} , τ_{gb2} , τ_{s1} , τ_{s2} , τ_{la1} , τ_{la2} , τ_{lb1} e τ_{lb2} são os intervalos de tempo em que as chaves q_{ga1} , q_{ga2} , q_{gb1} , q_{gb2} , q_{s1} , q_{s2} , q_{la1} , q_{la2} , q_{lb1} e q_{lb2} estarão fechadas, respectivamente, e T_s é o período de chaveamento.

Assumindo que as tensões de polo de referência são constantes por T_s , os intervalos de tempo τ_{knv} são escritas em função das tensões de polo de referência. Por exemplo, τ_{ga1} pode ser dado por:

$$\tau_{ga1} = \left(\frac{v_{ga101}^*}{v_c^*} + \frac{1}{2} \right) T_s \quad (2.136)$$

Portanto, a partir das equações (2.135 - 2.136) as correntes do barramentos CC serão dadas por:

$$\begin{aligned} \bar{i}_c = & \frac{1}{v_c^*} (v_{ga1}^* i_{ga1} + v_{ga2}^* i_{ga2} + v_{gb1}^* i_{gb1} + v_{gb2}^* i_{gb2} + v_{gc1}^* i_{gc1} + v_{gc2}^* i_{gc2} + v_{gc1}^* i_{lo1} + v_{gc2}^* i_{lo2} \\ & + v_{la1}^* i_{la1} + v_{lb1}^* i_{lb1} + v_{lc1}^* i_{lc1} + v_{la2}^* i_{la2} + v_{lb2}^* i_{lb2} + v_{lc2}^* i_{lc2}) \end{aligned} \quad (2.137)$$

A equação (2.137) mostra a influência da corrente de circulação na corrente do capacitor do barramento CC na topologia 10L1BI.

Observa-se que i_{lo1} e i_{lo2} é dada somente pela corrente de circulação do lado da carga [equação (2.110)]. Isto ocorre devido as duas tensões auxiliares (v_x^* e v_y^*) serem definidas pelas tensões da rede [equações (2.52) e (2.53)]. Se um das tensões auxiliares fossem definidas pelas tensões da carga, observar-se-ia a influência da corrente de circulação do lado da rede no barramento CC.

2.4 Topologia 10L2B

O conversor CA-CC-CA trifásico-trifásico com dez braços e dois barramentos CC (10L2B), mostrado na Figura 2.6 é composto por dois retificadores trifásicos (retificadores 1 e 2), dois inversores trifásicos (inversores 1 e 2), dois braços compartilhados (braços $s1$ e $s2$), uma carga trifásica, dez impedâncias de filtro L_{ga1} , L_{gb1} , L_{ga2} , L_{gb2} , L_{gc} , L_{la1} , L_{lb1} , L_{la2} , L_{lb2} , L_{lc} e dois barramentos CC. O retificador 1 é formado pelas chaves q_{ga1} , \bar{q}_{ga1} , q_{gb1} , \bar{q}_{gb1} , q_{s1} e \bar{q}_{s1} o inversor 1 é formado pelas chaves q_{la1} , \bar{q}_{la1} , q_{lb1} , \bar{q}_{lb1} , q_{s1} e \bar{q}_{s1} o retificador 2 é formado pelas chaves q_{ga2} , \bar{q}_{ga2} , q_{gb2} , \bar{q}_{gb2} , q_{s2} e \bar{q}_{s2} e o inversor 2 é formado pelas chaves q_{la2} , \bar{q}_{la2} , q_{lb2} , \bar{q}_{lb2} , q_{s2} e \bar{q}_{s2} , onde q_{s1} e \bar{q}_{s1} , q_{s2} e \bar{q}_{s2} são chaves compartilhadas entre o retificador 1 e o inversor 1 e o retificador 2 e o inversor 2, respectivamente.

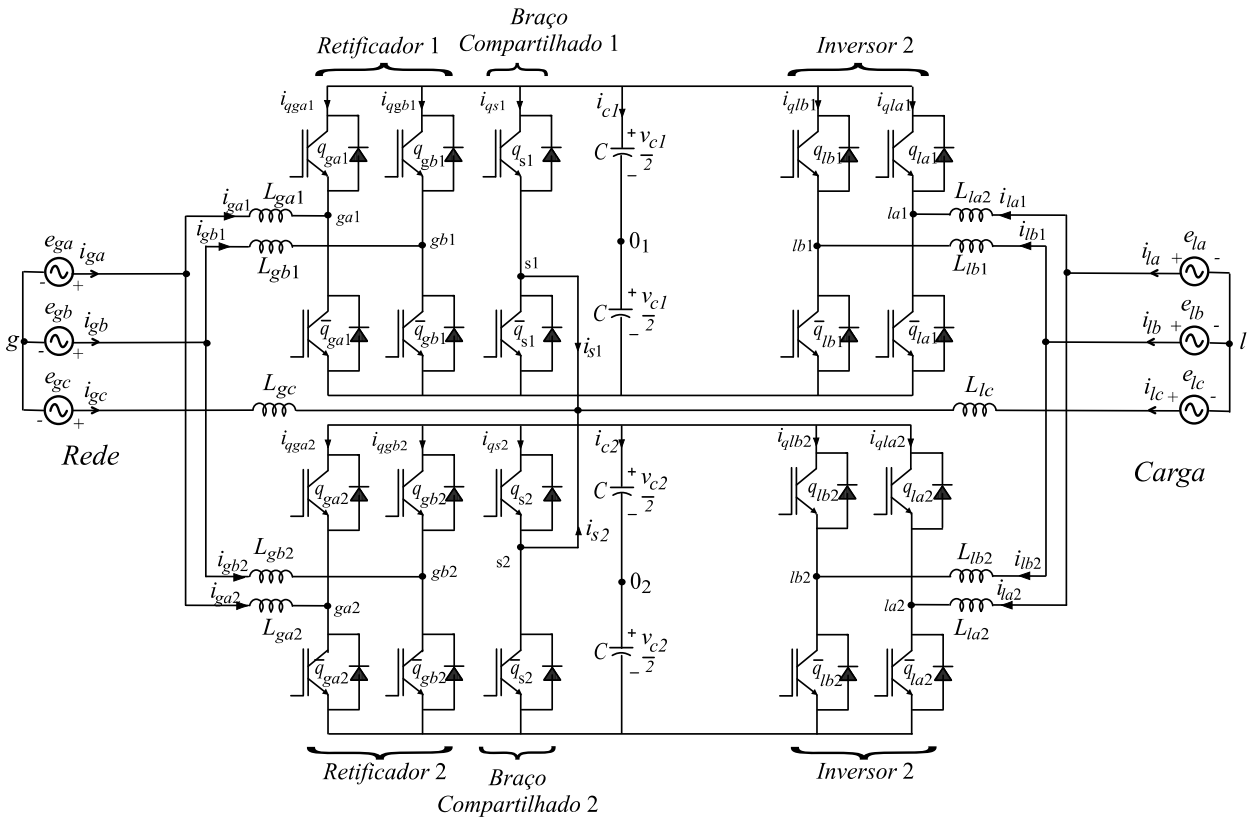


Figura 2.6: Conversor CA-CC-CA trifásico-trifásico com dez braços e dois barramentos CC (10L2B).

2.4.1 Modelo do Sistema

O modelo do conversor trifásico-trifásico 10L2B mostrado na Figura 2.6 é apresentado a seguir. Para os retificadores 1 e 2, o modelo é definido por:

$$e_{ga} = z_{ga1}\dot{i}_{ga1} + v_{ga10_1} - v_{s10_1} - z_{gc}\dot{i}_{gc} + e_{gc} \quad (2.138)$$

$$e_{ga} = z_{ga2}\dot{i}_{ga2} + v_{ga20_2} - v_{s20_2} - z_{gc}\dot{i}_{gc} + e_{gc} \quad (2.139)$$

$$e_{gb} = z_{gb1}\dot{i}_{gb1} + v_{gb10_1} - v_{s10_1} - z_{gc}\dot{i}_{gc} + e_{gc} \quad (2.140)$$

$$e_{gb} = z_{gb2}\dot{i}_{gb2} + v_{gb20_2} - v_{s20_2} - z_{gc}\dot{i}_{gc} + e_{gc} \quad (2.141)$$

$$\dot{i}_{ga} = \dot{i}_{ga1} + \dot{i}_{ga2} \quad (2.142)$$

$$\dot{i}_{gb} = \dot{i}_{gb1} + \dot{i}_{gb2} \quad (2.143)$$

$$\dot{i}_{gc} = -(\dot{i}_{ga1} + \dot{i}_{ga2} + \dot{i}_{gb1} + \dot{i}_{gb2}) = -\dot{i}_{ga} - \dot{i}_{gb} \quad (2.144)$$

onde $z_{ga1} = r_{ga1} + pl_{ga1}$, $z_{gb1} = r_{gb1} + pl_{gb1}$, $z_{ga2} = r_{ga2} + pl_{ga2}$, $z_{gb2} = r_{gb2} + pl_{gb2}$ são, respectivamente, as impedâncias dos filtros L_{ga1} , L_{gb1} , L_{ga2} , L_{gb2} e L_{gc} com $p = d/dt$. v_{ga10_1} , v_{gb10_1} , v_{ga20_2} , v_{gb20_2} , v_{s10_1} e v_{s20_2} são as tensões de polo dos conversores do lado da rede, \dot{i}_{ga1} , \dot{i}_{gb1} , \dot{i}_{ga2} , \dot{i}_{gb2} são as correntes internas dos conversores do lado da rede e \dot{i}_{gc} é a corrente de entrada da fase c.

Para os inversores 1 e 2, encontram-se

$$e_{la} = z_{la1}\dot{i}_{la1} + v_{la10_1} - v_{s10_1} - z_{lc}\dot{i}_{lc} + e_{lc} \quad (2.145)$$

$$e_{la} = z_{la2}\dot{i}_{la2} + v_{la20_2} - v_{s20_2} - z_{lc}\dot{i}_{lc} + e_{lc} \quad (2.146)$$

$$e_{lb} = z_{lb1}\dot{i}_{lb1} + v_{lb10_1} - v_{s10_1} - z_{lc}\dot{i}_{lc} + e_{lc} \quad (2.147)$$

$$e_{lb} = z_{lb2}\dot{i}_{lb2} + v_{lb20_2} - v_{s20_2} - z_{lc}\dot{i}_{lc} + e_{lc} \quad (2.148)$$

$$\dot{i}_{la} = \dot{i}_{la1} + \dot{i}_{la2} \quad (2.149)$$

$$\dot{i}_{lb} = \dot{i}_{lb1} + \dot{i}_{lb2} \quad (2.150)$$

$$\dot{i}_{lc} = -(\dot{i}_{la1} + \dot{i}_{la2} + \dot{i}_{lb1} + \dot{i}_{lb2}) = -\dot{i}_{la} - \dot{i}_{lb} \quad (2.151)$$

onde $z_{la1} = r_{la1} + pl_{la1}$, $z_{lb1} = r_{lb1} + pl_{lb1}$, $z_{la2} = r_{la2} + pl_{la2}$, $z_{lb2} = r_{lb2} + pl_{lb2}$ são, respectivamente, as impedâncias dos filtros L_{la1} , L_{lb1} , L_{la2} , L_{lb2} e L_{lc} . v_{la10_1} , v_{lb10_1} , v_{la20_2} , v_{lb20_2} , v_{s10_1} e v_{s20_2} são as tensões de polo dos conversores do lado da carga, \dot{i}_{la1} , \dot{i}_{lb1} , \dot{i}_{la2} , \dot{i}_{lb2} são as correntes internas dos conversores do lado da carga e \dot{i}_{lc} é a corrente de saída da fase c.

A soma das correntes dos braços compartilhados são definidas por:

$$\dot{i}_{s1} + \dot{i}_{s2} = -\dot{i}_{lc} - \dot{i}_{gc} \quad (2.152)$$

Deste modo, substituindo a equação (2.144) nas equações (2.138)- (2.141), e substituindo a equação (2.151) nas equações (2.145) - (2.148) o modelo do sistema, torna-se

$$e_{ga} - e_{gc} = (z_{ga1} + z_{gc}) i_{ga1} + z_{gc} i_{ga2} + z_{gc} i_{gb1} + z_{gc} i_{gb2} + v_{ga1s1} \quad (2.153)$$

$$e_{ga} - e_{gc} = z_{gc} i_{ga1} + (z_{ga2} + z_{gc}) i_{ga2} + z_{gc} i_{gb1} + z_{gc} i_{gb2} + v_{ga2s2} \quad (2.154)$$

$$e_{gb} - e_{gc} = z_{gc} i_{ga1} + z_{gc} i_{ga2} + (z_{gb1} + z_{gc}) i_{gb1} + z_{gc} i_{gb2} + v_{gb1s1} \quad (2.155)$$

$$e_{gb} - e_{gc} = z_{gc} i_{ga1} + z_{gc} i_{ga2} + z_{gc} i_{gb1} + (z_{gb2} + z_{gc}) i_{gb2} + v_{gb2s2} \quad (2.156)$$

$$e_{la} - e_{lc} = (z_{la1} + z_{lc}) i_{la1} + z_{lc} i_{la2} + z_{lc} i_{lb1} + z_{lc} i_{lb2} + v_{la1s1} \quad (2.157)$$

$$e_{la} - e_{lc} = z_{lc} i_{la1} + (z_{la2} + z_{lc}) i_{la2} + z_{lc} i_{lb1} + z_{lc} i_{lb2} + v_{la2s2} \quad (2.158)$$

$$e_{lb} - e_{lc} = z_{lc} i_{la1} + z_{lc} i_{la2} + (z_{lb1} + z_{lc}) i_{lb1} + z_{lc} i_{lb2} + v_{lb1s1} \quad (2.159)$$

$$e_{lb} - e_{lc} = z_{lc} i_{la1} + z_{lc} i_{la2} + z_{lc} i_{lb1} + (z_{lb2} + z_{lc}) i_{lb2} + v_{lb2s2} \quad (2.160)$$

onde $v_{ga1s1} = v_{ga10_1} - v_{s10_1}$, $v_{ga2s2} = v_{ga20_2} - v_{s20_2}$, $v_{gb1s1} = v_{gb10_1} - v_{s10_1}$, $v_{gb2s2} = v_{gb20_2} - v_{s20_2}$, $v_{la1s1} = v_{la10_1} - v_{s10_1}$, $v_{la2s2} = v_{la20_2} - v_{s20_2}$, $v_{lb1s1} = v_{lb10_1} - v_{s10_1}$, $v_{lb2s2} = v_{lb20_2} - v_{s20_2}$.

Devido ao número reduzido de componentes não vai existir a formação de uma malha de circulação entre os conversores, portanto não há corrente de circulação entre os conversores. Dessa forma, as expressões (2.153)- (2.160) representam o modelo dinâmico do conversor CA-CC-CA proposto. Neste modelo, as tensões v_{ga1s1} e v_{gb1s1} regulam as correntes i_{ga1} e i_{gb1} do retificador 1 e as tensões v_{ga2s2} e v_{gb2s2} regulam as correntes i_{ga2} e i_{gb2} do retificador 2. As tensões v_{la1s1} , v_{lb1s1} , v_{la2s2} e v_{lb2s2} regulam as tensões da carga trifásica v_{la} , v_{lb} e v_{lc} .

Sistema Equilibrado

Considerando o sistema equilibrado, ou seja, $L_{ga1}/2 = L_{gb1}/2 = L_{ga2}/2 = L_{gb2}/2 = L_{gc} = L_g$ e $L_{la1}/2 = L_{lb1}/2 = L_{la2}/2 = L_{lb2}/2 = L_{lc} = L_l$

$$e_{ga} - e_{gc} = 2z_g i_{ga1} - z_g i_{gc} + v_{ga1s1} \quad (2.161)$$

$$e_{ga} - e_{gc} = 2z_g i_{ga2} - z_g i_{gc} + v_{ga2s2} \quad (2.162)$$

$$e_{gb} - e_{gc} = 2z_g i_{gb1} - z_g i_{gc} + v_{gb1s1} \quad (2.163)$$

$$e_{gb} - e_{gc} = 2z_g i_{gb2} - z_g i_{gc} + v_{gb2s2} \quad (2.164)$$

$$e_{la} - e_{lc} = 2z_l i_{la1} - z_l i_{lc} + v_{la1s1} \quad (2.165)$$

$$e_{la} - e_{lc} = 2z_l i_{la2} - z_l i_{lc} + v_{la2s2} \quad (2.166)$$

$$e_{lb} - e_{lc} = 2z_l i_{lb1} - z_l i_{lc} + v_{lb1s1} \quad (2.167)$$

$$e_{lb} - e_{lc} = 2z_l i_{lb2} - z_l i_{lc} + v_{lb2s2} \quad (2.168)$$

Para o sistema equilibrado, substituindo i_{gc} conforme a equação (2.144), tem-se:

$$e_{ga} - e_{gc} = 3z_g i_{ga1} + z_g i_{ga2} + z_g i_{gb1} + z_g i_{gb2} + v_{ga10_1} - v_{s10_1} \quad (2.169)$$

$$e_{ga} - e_{gc} = z_g i_{ga2} + 3z_g i_{ga2} + z_g i_{gb1} + z_g i_{gb2} + v_{ga20_2} - v_{s20_2} \quad (2.170)$$

$$e_{gb} - e_{gc} = z_g i_{gb1} + z_g i_{ga2} + 3z_g i_{gb1} + z_g i_{gb2} + v_{gb10_1} - v_{s10_1} \quad (2.171)$$

$$e_{gb} - e_{gc} = z_g i_{gb2} + z_g i_{ga2} + z_g i_{gb1} + 3z_g i_{gb2} + v_{gb20_2} - v_{s20_2} \quad (2.172)$$

$$e_{la} - e_{lc} = 3z_l i_{la1} + z_l i_{ga2} + z_l i_{lb1} + z_l i_{lb2} + v_{la10_1} - v_{s10_1} \quad (2.173)$$

$$e_{la} - e_{lc} = z_l i_{la2} + 3z_l i_{ga2} + z_l i_{lb1} + z_l i_{lb2} + v_{la20_2} - v_{s20_2} \quad (2.174)$$

$$e_{lb} - e_{lc} = z_l i_{lb1} + z_l i_{la2} + 3z_l i_{lb1} + z_l i_{lb2} + v_{lb10_1} - v_{s10_1} \quad (2.175)$$

$$e_{lb} - e_{lc} = z_l i_{lb2} + z_l i_{la2} + z_l i_{lb1} + 3z_l i_{lb2} + v_{lb20_2} - v_{s20_2}. \quad (2.176)$$

Portanto, a partir das equações (2.169) a (2.176), chega-se as equações:

$$e_{ga} = 2z_g i_{ga1} + v_{ga1} \quad (2.177)$$

$$e_{ga} = 2z_g i_{ga2} + v_{ga2} \quad (2.178)$$

$$e_{gb} = 2z_g i_{gb1} + v_{gb1} \quad (2.179)$$

$$e_{gb} = 2z_g i_{gb2} + v_{gb2} \quad (2.180)$$

$$e_{la} = 2z_g i_{la1} + v_{la1} \quad (2.181)$$

$$e_{la} = 2z_g i_{la2} + v_{la2} \quad (2.182)$$

$$e_{lb} = 2z_g i_{lb1} + v_{lb1} \quad (2.183)$$

$$e_{lb} = 2z_g i_{lb2} + v_{lb2} \quad (2.184)$$

onde v_{ga1} , v_{ga2} , v_{gb1} , v_{gb2} , v_{la1} , v_{la2} , v_{lb1} e v_{lb2} são dadas pelas equações (2.185) a (2.192).

$$v_{ga1} = \frac{1}{6}(5v_{ga10_1} - v_{ga20_2} - v_{gb10_1} - v_{gb20_2} - 4v_{s10_1} + 2v_{s20_2}) \quad (2.185)$$

$$v_{ga2} = \frac{1}{6}(-v_{ga10_1} + 5v_{ga20_2} - v_{gb10_1} - v_{gb20_2} + 2v_{s10_1} - 4v_{s20_2}) \quad (2.186)$$

$$v_{gb1} = \frac{1}{6}(-v_{ga10_1} - v_{ga20_2} + 5v_{gb10_1} - v_{gb20_2} - 4v_{s10_1} + 2v_{s20_2}) \quad (2.187)$$

$$v_{gb2} = \frac{1}{6}(-v_{ga10_1} - v_{ga20_2} - v_{gb10_1} + 5v_{gb20_2} + 2v_{s10_1} - 4v_{s20_2}) \quad (2.188)$$

$$v_{la1} = \frac{1}{6}(5v_{la10_1} - v_{la20_2} - v_{lb10_1} - v_{lb20_2} - 4v_{s10_1} + 2v_{s20_2}) \quad (2.189)$$

$$v_{la2} = \frac{1}{6}(-v_{la10_1} + 5v_{la20_2} - v_{lb10_1} - v_{lb20_2} + 2v_{s10_1} - 4v_{s20_2}) \quad (2.190)$$

$$v_{lb1} = \frac{1}{6}(-v_{la10_1} - v_{la20_2} + 5v_{lb10_1} - v_{lb20_2} - 4v_{s10_1} + 2v_{s20_2}) \quad (2.191)$$

$$v_{lb2} = \frac{1}{6}(-v_{la10_1} - v_{la20_2} - v_{lb10_1} + 5v_{lb20_2} + 2v_{s10_1} - 4v_{s20_2}) \quad (2.192)$$

Somando as equações (2.177) e (2.178), substituindo a equação (2.142) e fazendo o mesmo

com as equações (2.179), (2.180) e (2.143), obtém-se o modelo de entrada:

$$e_{ga} = 2z_g i_{ga} + \frac{v_{ga1} + v_{ga2}}{2} \quad (2.193)$$

$$e_{gb} = 2z_g i_{gb} + \frac{v_{gb1} + v_{gb2}}{2} \quad (2.194)$$

$$e_{gc} = 2z_g i_{gc} - \frac{v_{ga1} + v_{ga2} + v_{gb1} + v_{gb2}}{2} \quad (2.195)$$

a partir dessas equações (2.193), (2.194) e (2.195) percebe-se que as corrente de entrada do modelo trifásico dependem da componente das tensões fornecidas pelos retificadores.

A tensão da carga pode ser escrita de forma similar ao caso anterior, nesse caso é necessário somar as equações (2.181) e (2.182), substituindo a equação (2.149) e fazendo o mesmo com as equações (2.183), (2.184) e (2.150), obtém-se o modelo de saída:

$$e_{la} = 2z_l i_{la} + \frac{v_{la1} + v_{la2}}{2} \quad (2.196)$$

$$e_{lb} = 2z_l i_{lb} + \frac{v_{lb1} + v_{lb2}}{2} \quad (2.197)$$

$$e_{lc} = 2z_l i_{lc} - \frac{v_{la1} + v_{la2} + v_{lb1} + v_{lb2}}{2} \quad (2.198)$$

a partir das equações (2.196), (2.197) e (2.198) percebe-se que as correntes da carga do modelo trifásico dependem da componente das tensões fornecidas pelos inversores.

2.4.2 Estratégia PWM

As tensões de polo v_{ga10_1} , v_{ga20_2} , v_{gb10_1} , v_{gb20_2} , v_{la10_1} , v_{la20_2} , v_{lb10_1} , v_{lb20_2} , v_{s10_1} , e v_{s20_2} dependem da condição das chaves, que são dadas por:

$$v_{ga10_1} = (2q_{ga1} - 1) \frac{v_{c1}}{2} \quad (2.199)$$

$$v_{ga20_2} = (2q_{ga2} - 1) \frac{v_{c2}}{2} \quad (2.200)$$

$$v_{gb10_1} = (2q_{gb1} - 1) \frac{v_{c1}}{2} \quad (2.201)$$

$$v_{gb20_2} = (2q_{gb2} - 1) \frac{v_{c2}}{2} \quad (2.202)$$

$$v_{la10_1} = (2q_{la1} - 1) \frac{v_{c1}}{2} \quad (2.203)$$

$$v_{la20_2} = (2q_{la2} - 1) \frac{v_{c2}}{2} \quad (2.204)$$

$$v_{gl10_1} = (2q_{lb1} - 1) \frac{v_{c1}}{2} \quad (2.205)$$

$$v_{lb20_2} = (2q_{lb2} - 1) \frac{v_{c2}}{2} \quad (2.206)$$

$$v_{s10_1} = (2q_{s1} - 1) \frac{v_{c1}}{2} \quad (2.207)$$

$$v_{s20_2} = (2q_{s2} - 1) \frac{v_{c2}}{2} \quad (2.208)$$

onde v_{c1} e v_{c2} são as tensões de barramento.

Considerando que v_{ga1}^* até v_{lb2}^* denotam as tensões de referência determinada pelos controladores, encontra-se

$$v_{ga1}^* = \frac{1}{6}(5v_{ga10_1}^* - v_{ga20_2}^* - v_{gb10_1}^* - v_{gb20_2}^* - 4v_{s10_1}^* + 2v_{s20_2}^*) \quad (2.209)$$

$$v_{ga2}^* = \frac{1}{6}(-v_{ga10_1}^* + 5v_{ga20_2}^* - v_{gb10_1}^* - v_{gb20_2}^* + 2v_{s10_1}^* - 4v_{s20_2}^*) \quad (2.210)$$

$$v_{gb1}^* = \frac{1}{6}(-v_{ga10_1}^* - v_{ga20_2}^* + 5v_{gb10_1}^* - v_{gb20_2}^* - 4v_{s10_1}^* + 2v_{s20_2}^*) \quad (2.211)$$

$$v_{gb2}^* = \frac{1}{6}(-v_{ga10_1}^* - v_{ga20_2}^* - v_{gb10_1}^* + 5v_{gb20_2}^* + 2v_{s10_1}^* - 4v_{s20_2}^*) \quad (2.212)$$

$$v_{la1}^* = \frac{1}{6}(5v_{la10_1}^* - v_{la20_2}^* - v_{lb10_1}^* - v_{lb20_2}^* - 4v_{s10_1}^* + 2v_{s20_2}^*) \quad (2.213)$$

$$v_{la2}^* = \frac{1}{6}(-v_{la10_1}^* + 5v_{la20_2}^* - v_{lb10_1}^* - v_{lb20_2}^* + 2v_{s10_1}^* - 4v_{s20_2}^*) \quad (2.214)$$

$$v_{lb1}^* = \frac{1}{6}(-v_{la10_1}^* - v_{la20_2}^* + 5v_{lb10_1}^* - v_{lb20_2}^* - 4v_{s10_1}^* + 2v_{s20_2}^*) \quad (2.215)$$

$$v_{lb2}^* = \frac{1}{6}(-v_{la10_1}^* - v_{la20_2}^* - v_{lb10_1}^* + 5v_{lb20_2}^* + 2v_{s10_1}^* - 4v_{s20_2}^*). \quad (2.216)$$

A largura de pulso dos sinais de gatilho pode ser diretamente calculado de uma tensão de polo de referência $v_{ga10_1}^*$, $v_{ga20_2}^*$, $v_{gb10_1}^*$, $v_{gb20_2}^*$, $v_{la10_1}^*$, $v_{la20_2}^*$, $v_{lb10_1}^*$, $v_{lb20_2}^*$, $v_{s10_1}^*$, e $v_{s20_2}^*$, nesse cenário é necessário dez equações para o cálculo do *PWM*. Logo, as equações fornecidas pelos controladores (2.209)-(2.216) não são suficientes para determinar os sinais de gatilho das chaves, portanto é necessário a introdução de duas variáveis auxiliares v_x^* e v_y^* definidas por:

$$v_x^* = v_{s10_1}^* \quad (2.217)$$

$$v_y^* = v_{s20_2}^*. \quad (2.218)$$

Portanto, a partir das equações (2.217)-(2.218) e das equações (2.209)-(2.216) as tensões de polo de referência serão definidas por:

$$v_{ga10_1}^* = v_{ga1}^* - v_{gc}^* + v_x^* \quad (2.219)$$

$$v_{ga20_2}^* = v_{ga2}^* - v_{gc}^* + v_y^* \quad (2.220)$$

$$v_{gb10_1}^* = v_{gb1}^* - v_{gc}^* + v_x^* \quad (2.221)$$

$$v_{gb20_2}^* = v_{gb2}^* - v_{gc}^* + v_y^* \quad (2.222)$$

$$v_{la10_1}^* = v_{la1}^* - v_{lc}^* + v_x^* \quad (2.223)$$

$$v_{la20_2}^* = v_{la2}^* - v_{lc}^* + v_y^* \quad (2.224)$$

$$v_{lb10_1}^* = v_{lb1}^* - v_{lc}^* + v_x^* \quad (2.225)$$

$$v_{lb20_2}^* = v_{lb2}^* - v_{lc}^* + v_y^* \quad (2.226)$$

$$v_{s10_1}^* = v_x^* \quad (2.227)$$

$$v_{s20_2}^* = v_y^* \quad (2.228)$$

onde v_{gc}^* e v_{lc}^* são definidos por:

$$v_{gc}^* = -\frac{v_{ga1}^* + v_{ga2}^* + v_{gb1}^* + v_{gb2}^*}{2} \quad (2.229)$$

$$v_{lc}^* = -\frac{v_{la1}^* + v_{la2}^* + v_{lb1}^* + v_{lb2}^*}{2}. \quad (2.230)$$

Dessas equações, observa-se que as tensões de polo dependem das tensões v_{ga1}^* , v_{ga2}^* , v_{gb1}^* , v_{gb2}^* , v_{la1}^* , v_{la2}^* , v_{lb1}^* , e v_{lb2}^* , definidas pelos controladores, como também das tensões auxiliares v_x^* e v_y^* . Estas variáveis podem ser escolhidas independentemente, desde que o valor máximo e mínimo das tensões de polo sejam respeitados. As Tensões v_x^* e v_y^* podem ser obtidas a partir de sua capacidade máxima, mínima pelas equações (2.67)-(2.70).

Onde $v_{x \max}^* = \max V_1$, $v_{x \min}^* = \min V_1$, $v_{y \max}^* = \max V_2$, e $v_{y \min}^* = \min V_2$ com $V_1 = \{v_{ga1}^* - v_{gc}, v_{gb1}^* - v_{gc}, v_{la1}^* - v_{lc}, v_{lb1}^* - v_{lc}, 0\}$ e $V_2 = \{v_{ga2}^* - v_{gc}, v_{gb2}^* - v_{gc}, v_{la2}^* - v_{lc}, v_{lb2}^* - v_{lc}, 0\}$. As equações auxiliares podem ser escritas, também, em função do fator de distribuição de roda livre, μ , a partir das equações (2.71)-(2.72).

2.4.3 Estratégia de Controle

A partir do diagrama de controle [Figura 2.7], a tensão v_{c1} do barramento CC é regulada pelo controlador PI convencional, representado pelo bloco R_{c1} no seu valor de referência v_{c1}^* . Esse controlador fornece a amplitude de corrente de referência I_1^* desejada na entrada do retificador 1. De maneira análoga, a tensão v_{c2} , do segundo barramento CC , que é regulada pelo controlador R_{c2} definindo a amplitude da corrente I_2^* desejada na entrada do retificador 2. O controle do fator de potência é obtido sincronizando as correntes instantâneas de referência i_{ga1}^* , i_{ga2}^* , i_{gb1}^* e i_{gb2}^* com as duas fases da tensão da rede trifásica aplicando o bloco de sincronismo G_{ia} e G_{ib} , baseado no esquema de um *PLL*.

Os controles das correntes i_{ga1}^* , i_{ga2}^* , i_{gb1}^* e i_{gb2}^* são implementados usando quatro controladores de dupla sequência (controladores de sequência negativa-positiva) [58], representado pelos blocos R_{a1} , R_{a2} , R_{b1} e R_{b2} , definido pelas equações (2.73)-(2.75) com $j = ga1, ga2, gb1$ ou $gb2$. Os controladores R_{a1} , R_{a2} , R_{b1} , e R_{b2} definem as tensões de referência v_{ga1}^* , v_{ga2}^* , v_{gb1}^* e v_{gb2}^* , desejadas na entrada dos retificadores.

O controle das tensões na carga é realizado a partir dos controles PI de dupla sequência, representados pelos blocos R_{va} e R_{vb} . Esses controladores são definidos por (2.73)-(2.75) com $\varepsilon_j = v_j^* - v_j$, $j = la$ ou lb , e sua frequência ω_e é igual a frequência da carga. Nas saídas desses controladores, encontram-se as tensões de referência v_a^* , e v_b^* . As tensões aplicadas a cada conversor, portanto a partir dos blocos G_{vla} e G_{vlb} , encontra-se $v_{la1}^* = v_{la2}^* = v_a^*$, $v_{gb1}^* = v_{gb2}^* = v_b^*$.

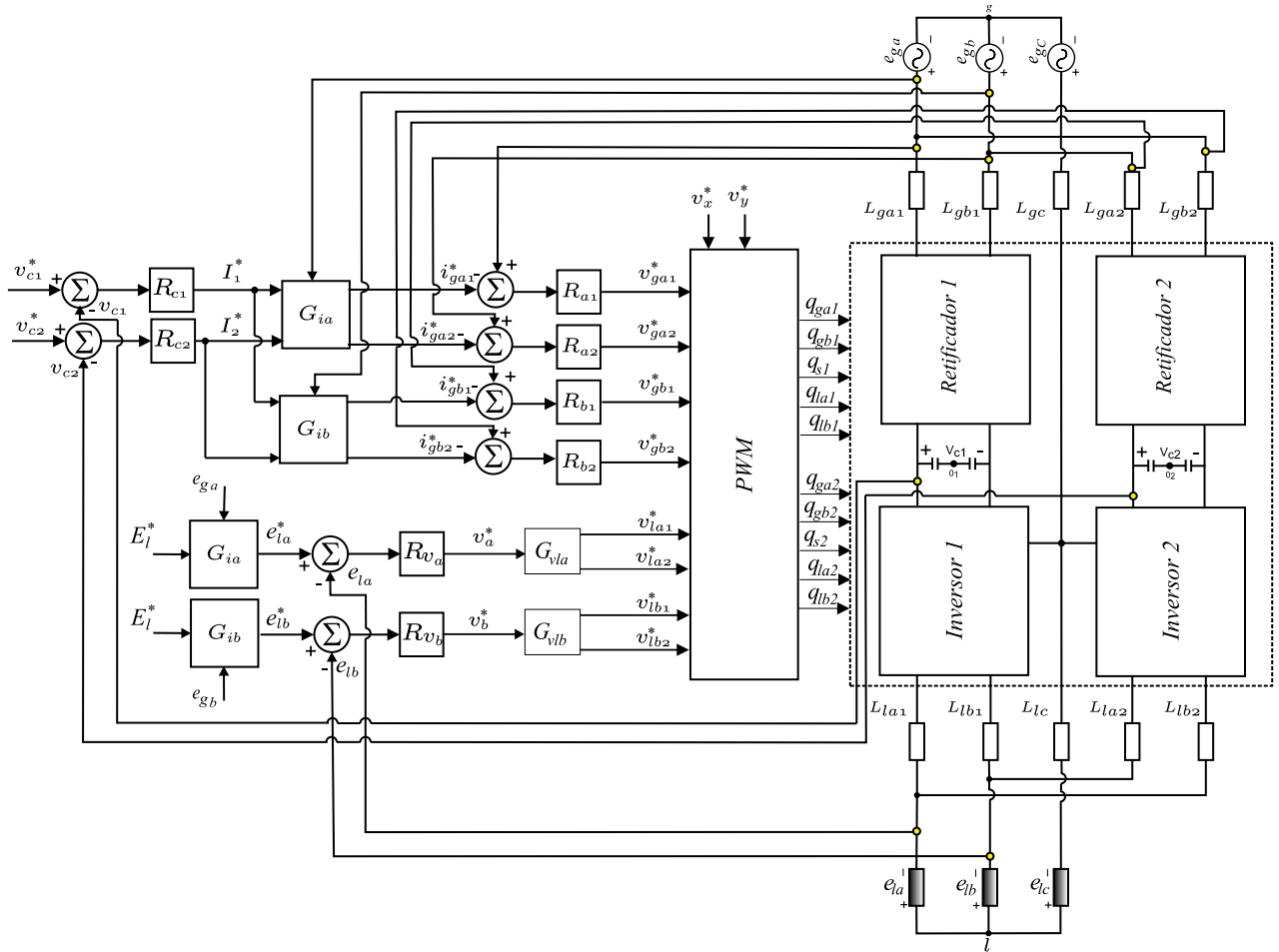


Figura 2.7: Diagrama de blocos do controle do conversor CA-CC-CA trifásico-trifásico em paralelo com dez braços e dois barramentos CC com o número reduzido de indutores (10L2B).

2.4.4 Corrente do capacitor do barramento CC

Da Figura 2.6, as correntes dos barramentos CC são dadas por:

$$i_{c1} = -(i_{qga1} + i_{qgb1} + i_{qs1} + i_{qla1} + i_{qlb1}) \quad (2.231)$$

$$i_{c2} = -(i_{qga2} + i_{qgb2} + i_{qs2} + i_{qla2} + i_{qlb2}) \quad (2.232)$$

com

$$\bar{i}_{c1} = \frac{\tau_{ga1}}{T_s} i_{ga1} + \frac{\tau_{gb1}}{T_s} i_{gb1} - \frac{\tau_{s1}}{T_s} i_{s1} + \frac{\tau_{la1}}{T_s} i_{la1} + \frac{\tau_{lb1}}{T_s} i_{lb1} \quad (2.233)$$

$$\bar{i}_{c2} = \frac{\tau_{ga2}}{T_s} i_{ga2} + \frac{\tau_{gb2}}{T_s} i_{gb2} - \frac{\tau_{s2}}{T_s} i_{s2} + \frac{\tau_{la2}}{T_s} i_{la2} + \frac{\tau_{lb2}}{T_s} i_{lb2} \quad (2.234)$$

onde τ_{ga1} , τ_{ga2} , τ_{gb1} , τ_{gb2} , τ_{s1} , τ_{s2} , τ_{la1} , τ_{la2} , τ_{lb1} e τ_{lb2} são os intervalos de tempo em que as chaves q_{ga1} , q_{ga2} , q_{gb1} , q_{gb2} , q_{s1} , q_{s2} , q_{la1} , q_{la2} , q_{lb1} e q_{lb2} estarão fechadas, respectivamente, e T_s é o período de chaveamento.

Assumindo que as tensões de polo de referência são constantes por T_s , os intervalos de tempo τ_{knv} são escritas em função das tensões de polo de referência. Por exemplo, τ_{ga1} pode ser dado

por:

$$\tau_{ga1} = \left(\frac{v_{ga101}^*}{v_{c1}^*} + \frac{1}{2} \right) T_s \quad (2.235)$$

Portanto, a partir das equações (2.233) - (2.235) as correntes do barramentos CC serão dadas por:

$$\bar{i}_{c1} = \frac{1}{v_{c1}^*} \left(v_{ga1}^* i_{ga1} + v_{gb1}^* i_{gb1} - v_{gc}^* (i_{ga1} + i_{gb1}) + v_{la1}^* i_{la1} + v_{lb1}^* i_{lb1} - v_{lc}^* (i_{la1} + i_{lb1}) \right) \quad (2.236)$$

$$\bar{i}_{c2} = \frac{1}{v_{c2}^*} \left(v_{ga2}^* i_{ga2} + v_{gb2}^* i_{gb2} - v_{gc}^* (i_{ga2} + i_{gb2}) + v_{la2}^* i_{la2} + v_{lb2}^* i_{lb2} - v_{lc}^* (i_{la2} + i_{lb2}) \right) \quad (2.237)$$

As equações (2.236) e (2.237) mostra que não há influência da corrente de circulação na corrente do capacitor do barramento CC na topologia 10L2B.

Observa-se que se o sistema for equilibrado e a divisão entre os conversores for igual, tem-se $\bar{i}_{c1} = 0$ e $\bar{i}_{c2} = 0$. Entretanto, se a divisão de potência não for igual, terá um termo CC na corrente do capacitor mas não devido a uma corrente de circulação.

2.4.5 Generalização

O conversor $CA-CC-CA$ trifásico-trifásico com $5N$ braços e N barramentos CC , mostrado na Figura 2.8 é composto por N retificadores trifásicos, N inversores trifásicos e N braços compartilhados, uma carga trifásica, $4N+2$ impedâncias de filtro e N barramentos CC .

$$e_{gk} - e_{gc} = z_{gkn} i_{gkn} + v_{gkn0n} - v_{sn0n} + z_{gc} \sum_{k=a}^b \sum_{n=1}^2 i_{gkn} \quad (2.238)$$

$$e_{lk} - e_{lc} = z_{lkn} i_{lkn} + v_{lkn0n} - v_{sn0n} + z_{lc} \sum_{k=a}^b \sum_{n=1}^2 i_{lkn} \quad (2.239)$$

$$i_{gk} = \sum_{j=1}^N i_{gkj} \quad (2.240)$$

$$i_{gc} = -i_{ga} - i_{gb} \quad (2.241)$$

Estratégia da PWM Generalizada

As tensões de polo v_{gkn0n} , v_{lkn0n} , e v_{sn0n} dependem do estado de condução das chaves, que são dadas por:

$$v_{gkn0n} = (2q_{gkn} - 1) \frac{v_{cn}}{2} \quad (2.242)$$

$$v_{lkn0n} = (2q_{lkn} - 1) \frac{v_{cn}}{2} \quad (2.243)$$

$$v_{sn0n} = (2q_{sn} - 1) \frac{v_{cn}}{2} \quad (2.244)$$

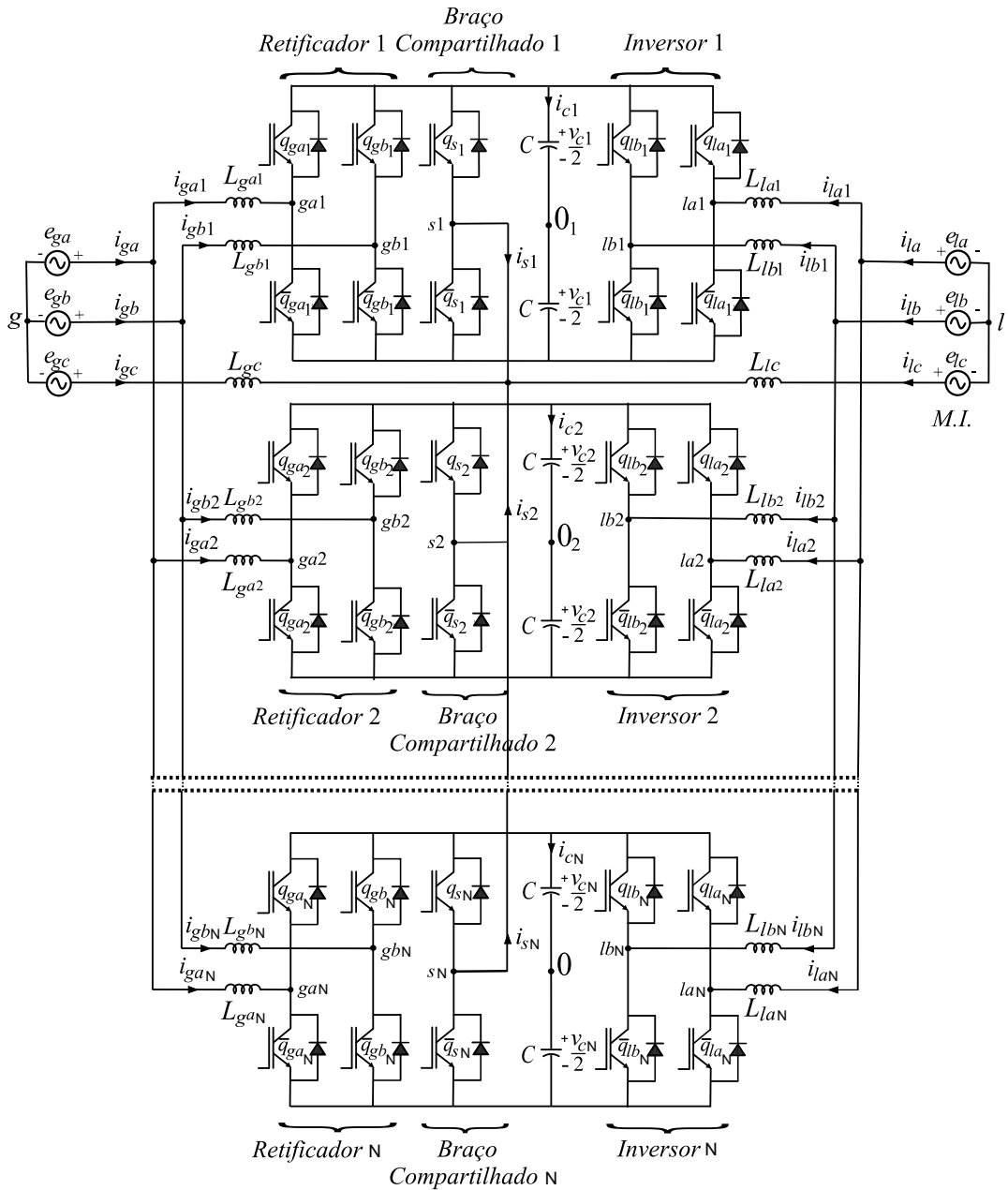


Figura 2.8: Conversor CA-CC-CA trifásico-trifásico com $5N$ braços e N barramentos CC.

As tensões de polo de referência serão definidas por:

$$v_{gkn0n}^* = v_{gkn}^* - v_{gc} + v_{xn}^* \quad (2.245)$$

$$v_{lkn0n}^* = v_{lkn}^* - v_{lc} + v_{xn}^* \quad (2.246)$$

$$v_{sn0n}^* = v_{xn}^* \quad (2.247)$$

onde v_{gc} e v_{lc} são definidos por:

$$v_{gc} = -\frac{1}{N} \sum_{k=a}^b \sum_{n=1}^2 v_{gkn}^* \quad (2.248)$$

$$v_{lc} = -\frac{1}{N} \sum_{k=a}^b \sum_{n=1}^2 v_{lkn}^* \quad (2.249)$$

As tensões auxiliares v_{xn}^* , podem ser escritas em função do fator de distribuição de roda livre μ , essas tensões podem ser representadas pela seguinte equação:

$$v_{xn}^* = \mu_{xn} v_{xn \max}^* + (1 - \mu_{xn}) v_{xn \min}^* \quad (2.250)$$

onde $0 \leq \mu_{xn} \leq 1$. Nota-se que, quando os valores de $\mu = 0$ ou $\mu = 1$ são selecionados os valores mínimos ($v_{xn}^* = v_{xn \min}^*$) ou máximo ($v_{xn}^* = v_{xn \max}^*$).

2.5 Conclusão

Foram visto neste capítulo três topologias de conversores *CA-CC-CA* trifásico-trifásico com dez braços conectados em paralelo sem uso de transformadores, que foram mostradas na Figura 2.1. As topologias apresentadas foram: *i*) o conversor trifásico-trifásico com dez braços [Figura 2.1(a)], *ii*) conversor trifásico-trifásico com dez braços e um barramento *CC* [Figura 2.1(b)] e *iii*) conversor trifásico-trifásico com dez braços e dois barramentos *CC* com o número reduzido de indutores [Figura 2.1(c)].

Observou-se que devido a utilização de braços compartilhados, as correntes de circulação não podem ser controladas nas topologias 10L2BI e 10L1BI, pois as equações das malhas de circulação são formadas por equações linearmente dependentes. Por outro lado, para a topologia 10L2B devido a redução dos indutores de filtro não há corrente de circulação entre os conversores conectados em paralelo, pois para essa topologia não existe a formação de uma malha de circulação entre os conversores.

Por fim foi apresentado a generalização da topologia 10L2B, sendo desenvolvido as equações do modelo e a estratégia *PWM* da topologia.

Capítulo 3

Conversor Trifásico-Trifásico com Nove Braços

3.1 Introdução

Neste capítulo, serão estudadas três topologias de conversores *CA-CC-CA* trifásico-trifásico com nove Braços conectados em paralelo sem uso de transformadores, que são mostradas na Figura 3.1. As topologias apresentadas são: o conversor trifásico-trifásico com nove braços e dois barramentos *CC*, denominada topologia 9L2BI [Figura 3.1(a)], o conversor trifásico-trifásico com nove braços e um barramento *CC*, denominada topologia 9L1BI [Figura 3.1(b)] e o conversor trifásico-trifásico com nove braços e um barramento *CC* com o número reduzido de indutores, denominada topologia 9L1B [Figura 3.1(c)].

Para estas topologias serão realizadas a modelagem dinâmica dos conversores, a estratégia de controle capaz de garantir correntes da rede senoidais e em fase com as tensões da rede, tensões senoidais e equilibradas fornecidas à carga, regulação da tensão do barramento e divisão do fluxo de potência. Além disso, determina-se a estratégia *PWM* para cada topologia. Nas estruturas estudadas, a corrente de circulação foi definida, entretanto no caso da topologia com redução dos indutores de filtros não haverá a definição desta corrente de circulação, pois nesta topologia não haverá malha de circulação.

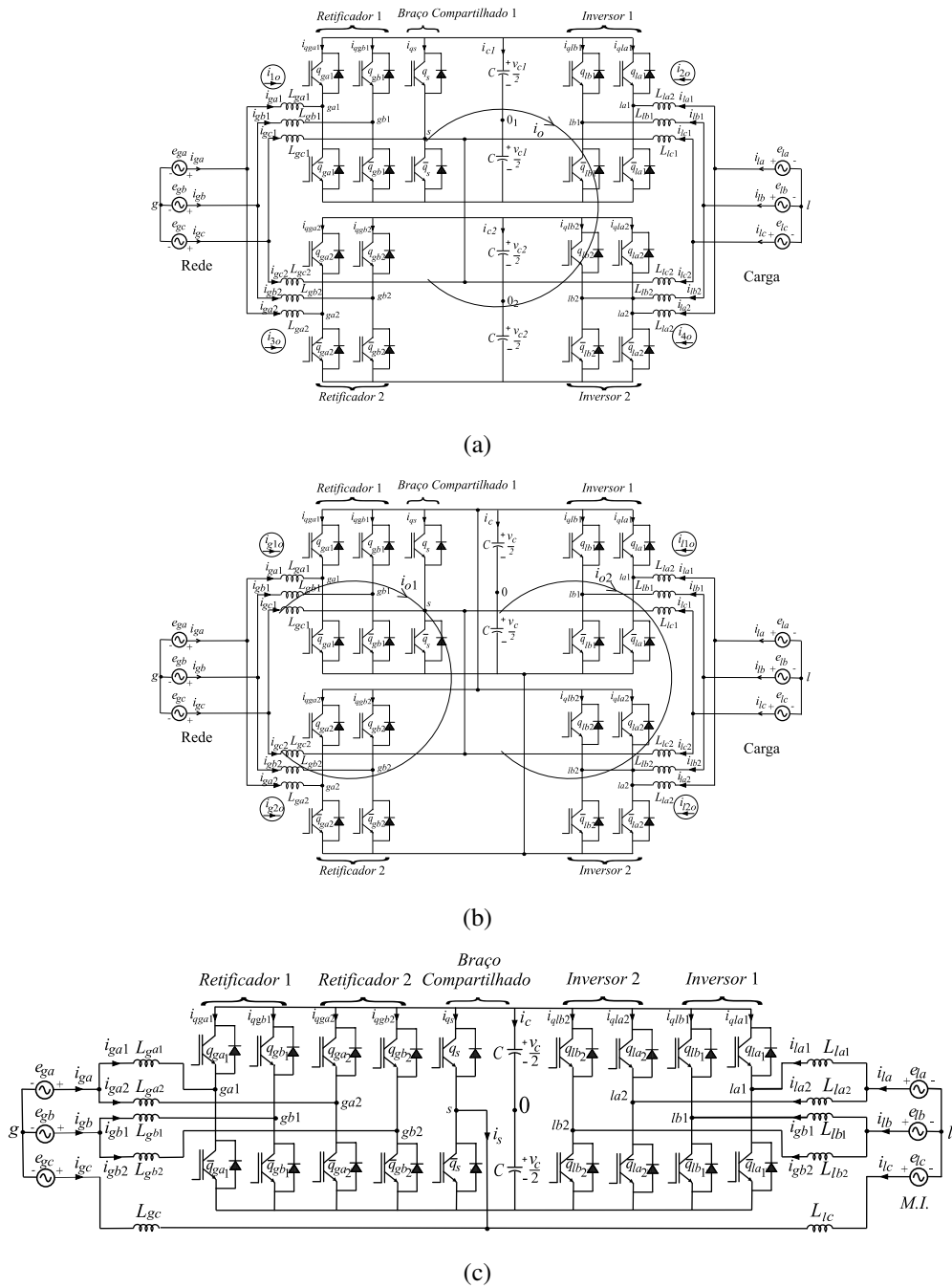


Figura 3.1: Topologias trifásica-trifásica com nove braços (a) Dois barramentos CC (9L2BI) (b) Um barramento CC (9L1BI) (c) menor número de indutores e um barramento CC (9L1B).

3.2 Topologia 9L2BI

O conversor CA-CC-CA trifásico-trifásico com nove braços e um barramento CC (9L2BI), mostrado na Figura 3.2 é composto por dois retificadores trifásicos (retificadores 1 e 2), por dois inversores trifásicos (inversores 1 e 2), um braço compartilhado (braço s), uma carga trifásica, doze impedâncias de filtro $L_{ga1}, L_{gb1}, L_{gc1}, L_{ga2}, L_{gb2}, L_{gc2}, L_{la1}, L_{lb1}, L_{lc1}, L_{la2}, L_{lb2}, L_{lc2}$ e dois barramentos CC. O retificador 1 é formado pelas chaves $q_{ga1}, \bar{q}_{ga1}, q_{gb1}, \bar{q}_{gb1}, q_s$ e \bar{q}_s , o retificador 2 é formado pelas chaves $q_{ga2}, \bar{q}_{ga2}, q_{gb2}, \bar{q}_{gb2}, q_s$ e \bar{q}_s , o inversor 1 é formado pelas chaves $q_{la1}, \bar{q}_{la1}, q_{lb1}, \bar{q}_{lb1}, q_s$ e \bar{q}_s , e o inversor 2 é formado pelas chaves $q_{la2}, \bar{q}_{la2}, q_{lb2}, \bar{q}_{lb2}, q_s$ e \bar{q}_s , onde q_s e \bar{q}_s são chaves compartilhadas entre os retificadores e os inversores.

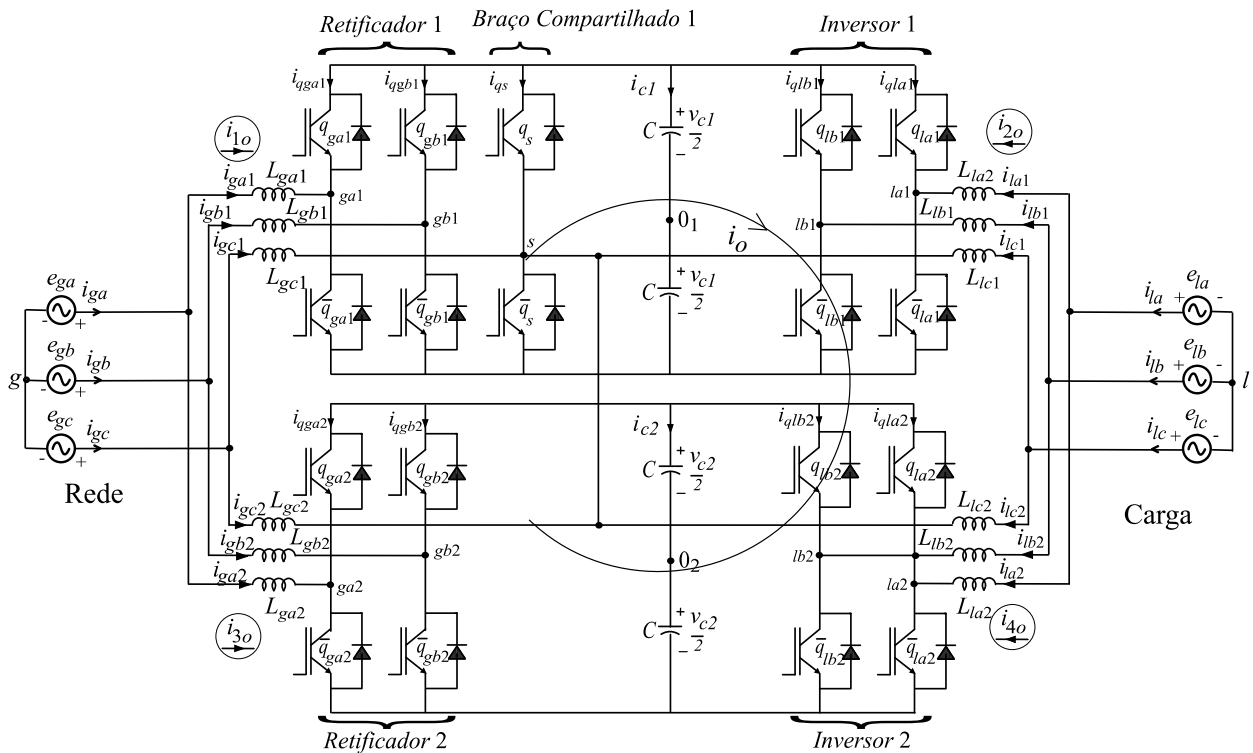


Figura 3.2: Conversor CA-CC-CA trifásico-trifásico com nove braços e dois barramentos CC (9L2BI).

3.2.1 Modelo do Sistema

O modelo do conversor trifásico-trifásico 9L2BI, mostrado na Figura 3.2, é apresentado a seguir. Para os retificadores trifásicos, o modelo é definido por

$$e_{ga} = z_{ga1} i_{ga1} + v_{ga10_1} - v_{g0_1} \quad (3.1)$$

$$e_{gb} = z_{gb1} i_{gb1} + v_{gb10_1} - v_{g0_1} \quad (3.2)$$

$$e_{gc} = z_{gc1} i_{gc1} + v_{s0_1} - v_{g0_1} \quad (3.3)$$

$$e_{ga} = z_{ga2} i_{ga2} + v_{ga20_2} - v_{g0_2} \quad (3.4)$$

$$e_{gb} = z_{gb2}i_{gb2} + v_{gb20_2} - v_{g0_2} \quad (3.5)$$

$$e_{gc} = z_{gc2}i_{gc2} + v_{s0_2} - v_{g0_2} \quad (3.6)$$

onde $z_{ga1} = r_{ga1} + pl_{ga1}$, $z_{gb1} = r_{gb1} + pl_{gb1}$, $z_{gc1} = r_{gc1} + pl_{gc1}$, $z_{ga2} = r_{ga2} + pl_{ga2}$, $z_{gb2} = r_{gb2} + pl_{gb2}$ e $z_{gc2} = r_{gc2} + pl_{gc2}$ são, respectivamente, as impedâncias dos filtros L_{ga1} , L_{gb1} , L_{gc1} , L_{ga2} , L_{gb2} , L_{gc2} , v_{g0_1} é a tensão do neutro da rede elétrica (g) até o ponto médio do barramento CC 1 (0_1), v_{g0_2} é a tensão do neutro da rede até o ponto médio do barramento CC 2 (0_2), v_{ga10_1} e v_{gb10_1} são as tensões de polo do retificador 1, v_{ga20_2} e v_{gb20_2} são as tensões de polo do retificador 2, v_{s0_1} é a tensão de polo do braço compartilhado, i_{ga1} , i_{gb1} e i_{gc1} são as correntes internas do retificador 1 e i_{ga2} , i_{gb2} e i_{gc2} são as correntes internas do retificador 2.

Para os inversores trifásicos encontram-se:

$$e_{la} = z_{la1}i_{la1} + v_{la10_1} - v_{l0_1} \quad (3.7)$$

$$e_{lb} = z_{lb1}i_{lb1} + v_{lb10_1} - v_{l0_1} \quad (3.8)$$

$$e_{lc} = z_{lc1}i_{lc1} + v_{s0_1} - v_{l0_1} \quad (3.9)$$

$$e_{la} = z_{la2}i_{la2} + v_{la20_2} - v_{l0_2} \quad (3.10)$$

$$e_{lb} = z_{lb2}i_{lb2} + v_{lb20_2} - v_{l0_2} \quad (3.11)$$

$$e_{lc} = z_{lc2}i_{lc2} + v_{s0_1} - v_{l0_2} \quad (3.12)$$

onde $z_{la1} = r_{la1} + pl_{la1}$, $z_{lb1} = r_{lb1} + pl_{lb1}$, $z_{lc1} = r_{lc1} + pl_{lc1}$, $z_{la2} = r_{la2} + pl_{la2}$, $z_{lb2} = r_{lb2} + pl_{lb2}$ e $z_{lc2} = r_{lc2} + pl_{lc2}$ são, respectivamente, as impedâncias dos filtros L_{la1} , L_{lb1} , L_{lc1} , L_{la2} , L_{lb2} , L_{lc2} e $p = d/dt$, v_{la10_1} e v_{lb10_1} são as tensões de polo do inversor 1, v_{ga20_2} e v_{gb20_2} são as tensões de polo do inversor 2, v_{s0_1} é a tensão de polo do braço compartilhado, i_{la1} , i_{lb1} e i_{lc1} são as correntes internas do inversor 1 e i_{la2} , i_{lb2} e i_{lc2} são as correntes internas do inversor 2.

Com a conexão de dois conversores em paralelo sem o uso de transformadores na topologia 9L2BI, tem-se a formação de uma malha de circulação entre os conversores CA - CC - CA , da qual encontra-se as seguintes equações:

$$z_{ga1}i_{ga1} - z_{la1}i_{la1} + z_{la2}i_{la2} - z_{ga2}i_{ga2} + v_{ga10_1} - v_{la10_1} + v_{la20_2} - v_{ga20_2} = 0 \quad (3.13)$$

$$z_{ga1}i_{ga1} - z_{lb1}i_{lb1} + z_{lb2}i_{lb2} - z_{ga2}i_{ga2} + v_{ga10_1} - v_{lb10_1} + v_{lb20_2} - v_{ga20_2} = 0 \quad (3.14)$$

$$z_{ga1}i_{ga1} - z_{lc1}i_{lc1} + z_{lc2}i_{lc2} - z_{ga2}i_{ga2} + v_{ga10_1} - v_{s0_1} + v_{s0_1} - v_{ga20_2} = 0 \quad (3.15)$$

$$z_{gb1}i_{gb1} - z_{la1}i_{la1} + z_{la2}i_{la2} - z_{gb2}i_{gb2} + v_{gb10_1} - v_{la10_1} + v_{la20_2} - v_{gb20_2} = 0 \quad (3.16)$$

$$z_{gb1}i_{gb1} - z_{lb1}i_{lb1} + z_{lb2}i_{lb2} - z_{gb2}i_{gb2} + v_{gb10_1} - v_{lb10_1} + v_{lb20_2} - v_{gb20_2} = 0 \quad (3.17)$$

$$z_{gb1}i_{gb1} - z_{lc1}i_{lc1} + z_{lc2}i_{lc2} - z_{gb2}i_{gb2} + v_{gb10_1} - v_{s0_1} + v_{s0_1} - v_{gb20_2} = 0 \quad (3.18)$$

$$z_{gc1}i_{gc1} - z_{la1}i_{la1} + z_{la2}i_{la2} - z_{gc2}i_{gc2} + v_{s0_1} - v_{la10_1} + v_{la20_2} - v_{s0_1} = 0 \quad (3.19)$$

$$z_{gc1}i_{gc1} - z_{lb1}i_{lb1} + z_{lb2}i_{lb2} - z_{gc2}i_{gc2} + v_{s0_1} - v_{lb10_1} + v_{lb20_2} - v_{s0_1} = 0 \quad (3.20)$$

$$z_{gc1}i_{gc1} - z_{lc1}i_{lc1} + z_{lc2}i_{lc2} - z_{gc2}i_{gc2} + v_{s0_1} - v_{s0_1} + v_{s0_1} - v_{s0_1} = 0. \quad (3.21)$$

Somando as equações (3.13)-(3.21), encontra-se a seguinte relação para a tensão de circulação

$$v_o = \sum_{n=a}^c i_{gn1} z_{gn1} - \sum_{n=a}^c i_{ln1} z_{ln1} + \sum_{n=a}^c i_{ln2} z_{ln2} - \sum_{n=a}^c i_{gn2} z_{gn2} \quad (3.22)$$

com

$$v_o = - \sum_{n=a}^b v_{gn10_1} + \sum_{n=a}^b v_{ln10_1} + \sum_{n=a}^b v_{gn10_2} - \sum_{n=a}^b v_{ln20_2} \quad (3.23)$$

A partir das correntes internas de entrada e saída dos conversores (i_{ga1} , i_{gb1} , i_{ga2} , i_{gb2} , i_{la1} , i_{lb1} , i_{lb2} e i_{lc2}) as correntes de circulação em cada conversor são definidas por:

$$i_{g1o} = \frac{1}{\sqrt{3}} (i_{ga1} + i_{gb1} + i_{gc1}) \quad (3.24)$$

$$i_{l1o} = \frac{1}{\sqrt{3}} (i_{la1} + i_{lb1} + i_{lc1}) \quad (3.25)$$

$$i_{g2o} = \frac{1}{\sqrt{3}} (i_{ga2} + i_{gb2} + i_{gc2}) \quad (3.26)$$

$$i_{l2o} = \frac{1}{\sqrt{3}} (i_{la2} + i_{lb2} + i_{lc2}) \quad (3.27)$$

Como a topologia proposta possui apenas dois conversores CA-CC-CA conectados em paralelo com os barramentos CC separados, é possível escrever as equações da corrente de circulação de cada conversor em função de uma única corrente de circulação (i_o) entre os conversores, ou seja,

$$i_o = i_{g1o} = -i_{l1o} = -i_{g2o} = i_{l2o} \quad (3.28)$$

Considerando a transformada odq definida por 2.29 - 2.31. Fazendo $v_{kav} = v_{kav0_v} - v_{k0_v}$, $v_{kbv} = v_{kbv0_v} - v_{k0_v}$ e $v_{skv} = v_{s0_1} - v_{k0_v}$ com $k = g, l$ e $v = 1, 2$ a partir das equações (2.29)-(2.31) e (3.1)-(3.12) o modelo sistema, torna-se

$$\bar{e}_{gdq} = \bar{z}_{g1odq} \bar{i}_{g1odq} + \bar{v}_{g1dq} \quad (3.29)$$

$$\bar{e}_{gdq} = \bar{z}_{g2odq} \bar{i}_{g2odq} + \bar{v}_{g2dq} \quad (3.30)$$

$$\bar{e}_{ldq} = \bar{z}_{l1odq} \bar{i}_{l1odq} + \bar{v}_{l1dq} \quad (3.31)$$

$$\bar{e}_{ldq} = \bar{z}_{l2odq} \bar{i}_{l2odq} + \bar{v}_{l2dq} \quad (3.32)$$

onde $\bar{e}_{kdq} = [e_{kd} \ e_{kq}]^T$, $\bar{i}_{kvodq} = [i_{kvo} \ i_{kvd} \ i_{kvq}]^T$, $\bar{v}_{kvdq} = [v_{kvd} \ v_{kvq}]^T$ e $\bar{z}_{kvodq} = \begin{bmatrix} z_{kvod} & z_{kvd} & z_{kvdq} \\ z_{kvoq} & z_{kvdq} & z_{kvq} \end{bmatrix} =$

$$\frac{1}{6} \begin{bmatrix} \sqrt{2} (2z_{kav} - z_{kbv} - z_{kcv}) & (4z_{kav} + z_{kbv} + z_{kcv}) & \sqrt{3} (z_{kcv} - z_{kbv}) \\ \sqrt{6} (z_{kbv} - z_{kcv}) & \sqrt{3} (z_{kcv} - z_{kbv}) & 3 (z_{kbv} + z_{kcv}) \end{bmatrix}$$

Dessa maneira, substituindo as equações (3.24)-(3.28), (2.29)-(2.31) na equação da tensão de circulação (3.22) o modelo da tensão de circulação da topologia 9L2BI, torna-se

$$v_o = \sqrt{3} \left[\left(\sum_{v=1}^2 (z_{gvo} + z_{lvo}) \right) i_o + \sum_{j=d,q} z_{g1oj} i_{g1j} - \sum_{j=d,q} z_{l1oj} i_{l1j} - \sum_{j=d,q} z_{g2oj} i_{g2j} + \sum_{j=d,q} z_{l2oj} i_{l2j} \right] \quad (3.33)$$

com $z_{kvo} = \frac{2}{6}(z_{kav} + z_{kbv} + z_{kcv})$, $z_{kvod} = \frac{\sqrt{2}}{6}(2z_{kav} - z_{kbv} - z_{kcv})$ e $z_{kvoq} = \frac{\sqrt{6}}{6}(z_{kbv} - z_{kcv})$

O modelo da topologia é definido pelas equações (3.29)-(3.33), da qual se utiliza-se as tensões \bar{v}_{g1dq} e \bar{v}_{g2dq} para regular as corrente internas \bar{i}_{g1dq} e \bar{i}_{g2dq} dos conversores 1 e 3 e as tensões \bar{v}_{l1dq} e \bar{v}_{l2dq} são utilizadas para controlar a tensão da carga trifásica. Enquanto a tensão v_o é aplicada na regulação da corrente de circulação i_o .

3.2.2 Estratégia PWM

As tensões de polo v_{ga10_1} , v_{gb10_1} , v_{s0_1} , v_{ga20_2} , v_{gb20_2} , v_{la10_2} , v_{lb10_2} , v_{la20_2} e v_{lb20_2} em função dos estados das chaves são dadas por

$$v_{ga10_1} = (2q_{ga1} - 1) \frac{v_{c1}}{2} \quad (3.34)$$

$$v_{gb10_1} = (2q_{gb1} - 1) \frac{v_{c1}}{2} \quad (3.35)$$

$$v_{s0_1} = (2q_{s1} - 1) \frac{v_{c1}}{2} \quad (3.36)$$

$$v_{ga20_2} = (2q_{ga2} - 1) \frac{v_{c2}}{2} \quad (3.37)$$

$$v_{gb20_2} = (2q_{gb2} - 1) \frac{v_{c2}}{2} \quad (3.38)$$

$$v_{la10_1} = (2q_{la1} - 1) \frac{v_{c1}}{2} \quad (3.39)$$

$$v_{lb10_1} = (2q_{lb1} - 1) \frac{v_{c1}}{2} \quad (3.40)$$

$$v_{la20_2} = (2q_{la2} - 1) \frac{v_{c2}}{2} \quad (3.41)$$

$$v_{lb20_2} = (2q_{lb2} - 1) \frac{v_{c2}}{2} \quad (3.42)$$

onde v_{c1} e v_{c2} são as tensões de barramento.

Considerando que as tensões de referência v_{kvd}^* , v_{kvq}^* e v_o^* são fornecidas pelos controladores, com $k = g, l$ e $v = 1, 2$, tem-se

$$v_{kvd}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(v_{kav0_v}^* - \frac{v_{kbv0_v}^*}{2} - \frac{v_{s0_1}^*}{2} \right) \quad (3.43)$$

$$v_{kvq}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} v_{kbv0_v}^* - \frac{\sqrt{3}}{2} v_{s0_1}^* \right) \quad (3.44)$$

$$v_o^* = - \sum_{n=a}^b v_{g1n0_1}^* + \sum_{n=a}^b v_{l1n0_1}^* + \sum_{n=a}^b v_{g2n0_2}^* - \sum_{n=a}^b v_{l2n0_2}^* \quad (3.45)$$

Os sinais de gatilho das chaves, podem ser obtidos diretamente das equações de polo de referência $v_{ga10_1}^*$ a $v_{s20_2}^*$. Assim, são necessárias nove equações para o cálculo do PWM. Note que v_o é combinação linear das tensões v_{g1d} , v_{g1q} , v_{g2d} , v_{g2q} , v_{l1d} , v_{l1q} , v_{l2d} , v_{l2q}

$$v_o^* = -\sqrt{\frac{3}{2}} (v_{g1d}^* + v_{l1d}^* + v_{g2d}^* - v_{l2d}^*) + \frac{3}{\sqrt{2}} (v_{l1q}^* - v_{g1q}^* + v_{g2q}^* - v_{l2q}^*) \quad (3.46)$$

Com isto, não será possível definir nove tensões independentes. Então para o balanceamento será considerado v_o^* igual a zero. Logo, as oito equações fornecidas pelos controladores (3.43)-(3.44) não são suficientes para determinar os sinais de gatilho das chaves. Portanto, é necessário introduzir uma variável auxiliar v_x^* definida por

$$v_x^* = \frac{1}{3} (v_{ga10_1}^* + v_{gb10_1}^* + v_{s0_1}^*) \quad (3.47)$$

A partir das equações (2.29),(2.30), (3.43)-(3.47) as tensões de polo de referência serão definidas por:

$$v_{ga10_1}^* = v_{ga1}^* + v_x^* \quad (3.48)$$

$$v_{gb10_1}^* = v_{gb1}^* + v_x^* \quad (3.49)$$

$$v_{s0_1}^* = v_{gc1}^* + v_x^* \quad (3.50)$$

$$v_{la10_1}^* = v_{la1}^* - v_{lc1}^* + v_{gc1}^* + v_x^* \quad (3.51)$$

$$v_{lb10_1}^* = v_{lb1}^* - v_{lc1}^* + v_{gc1}^* + v_x^* \quad (3.52)$$

$$v_{ga20_2}^* = v_{ga2}^* - v_{lc2}^* + v_{gc2}^* + v_x^* \quad (3.53)$$

$$v_{gb20_2}^* = v_{gb2}^* - v_{lc2}^* + v_{gc2}^* + v_x^* \quad (3.54)$$

$$v_{la20_2}^* = v_{la2}^* - v_{lc2}^* + v_{gc2}^* + v_x^* \quad (3.55)$$

$$v_{lb20_2}^* = v_{lb2}^* - v_{lc2}^* + v_{gc2}^* + v_x^* \quad (3.56)$$

com

$$v_{kav}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} v_{kvd}^* = \frac{1}{3} \sqrt{6} v_{kvd}^* \quad (3.57)$$

$$v_{kbv}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(-\frac{1}{2} v_{kvd}^* + \frac{\sqrt{3}}{2} v_{kvq}^* \right) \quad (3.58)$$

$$v_{kcv}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(-\frac{1}{2} v_{kvd}^* - \frac{\sqrt{3}}{2} v_{kvq}^* \right) \quad (3.59)$$

Dessas equações, observa-se que as tensões de pólo dependem das tensões v_{kav}^* , v_{kbv}^* , v_{kcv}^* fornecidas pelos controladores, como também das tensões auxiliares v_x^* e v_y^* . As tensões auxiliares podem ser escolhidas de forma independente, desde que, os máximos e os mínimos das tensões de polo sejam respeitados

$$v_{x \max}^* = v_{C1}^*/2 - v_{1 \max}^* \quad (3.60)$$

$$v_{x \min}^* = -v_{C1}^*/2 - v_{1 \min}^* \quad (3.61)$$

$$v_{x \text{ med}}^* = (v_{x \max}^* + v_{x \min}^*)/2 \quad (3.62)$$

$$(3.63)$$

com $V_{x1}^* = \{v_{ga1}^*, v_{gb1}^*, v_{gc1}^*, v_{la1}^* + v_{c1}^*, v_{lb1}^* + v_{c1}^*, v_{ga2}^* + v_{c2}^*, v_{gb2}^* + v_{c2}^*, v_{la2}^* + v_{c2}^*, v_{lb2}^* + v_{c2}^*\}$ com $v_{c1}^* = v_{gc1}^* - v_{lc1}^*$ e $v_{c2}^* = v_{gc2}^* - v_{lc2}^*$. As equações auxiliares podem ser escritas em função do fator

de distribuição de roda livre, μ , definido por:

$$v_x^* = \mu_x v_{x \max}^* + (1 - \mu_x) v_{x \min}^* \quad (3.64)$$

onde $0 \leq \mu_x \leq 1$. Nota-se que para os valores de $\mu = 0$ ou $\mu = 1$, são selecionados os valores mínimo ($v_x^* = v_{x \min}^*$) ou máximo ($v_x^* = v_{x \max}^*$).

3.2.3 Estratégia de Controle

Exibe-se, na Figura 3.3, o diagrama de controle do conversor 9L2BI do circuito mostrado na Figura 3.2. A partir desse diagrama, as tensões v_{c1} e v_{c2} dos barramentos CC são reguladas pelos controladores PI convencionais, representados pelos blocos R_{c1} e R_{c2} , para os valores de referência v_{c1}^* e v_{c2}^* , respectivamente. Esses controladores fornecem as amplitudes das correntes de referência I_1^* e I_2^* , desejadas nas entradas dos retificadores. O controle do fator de potência é obtido sincronizando as correntes instantâneas de referência i_{g1abc}^* (i_{ga1}^* , i_{gb1}^* e i_{gc1}^*) e i_{g2abc}^* (i_{ga2}^* , i_{gb2}^* e i_{gc2}^*) com as tensões da rede trifásica, aplicando o bloco de sincronismo G_{ir} , baseado no esquema de um PLL.

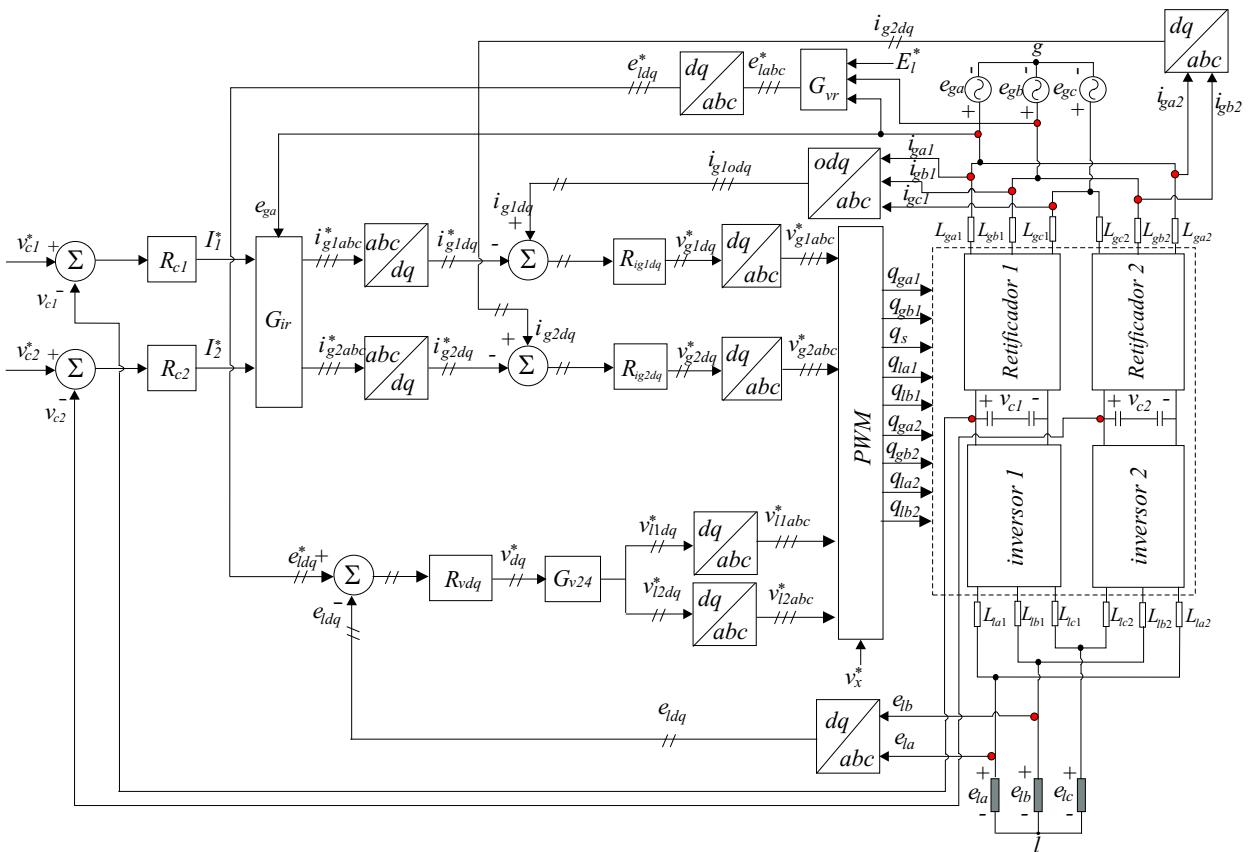


Figura 3.3: Diagrama de blocos do controle do conversor CA-CC-CA trifásico-trifásico em paralelo com nove braços e dois barramentos CC (9L2BI).

Essas correntes são aplicadas aos blocos abc/dq , com base na transformada dq [equação (2.31)], definindo, assim, as correntes i_{g1dq}^* (i_{g1d}^* , i_{g1q}^*) e i_{g2dq}^* (i_{g2d}^* e i_{g2q}^*). Os controles das correntes i_{g1dq}^*

e i_{g2dq}^* são implementados usando controladores de dupla sequência, representados pelos blocos R_{ig1dq} e R_{ig2dq} . Quando a variável a ser controlada é senoidal o controlador PI convencional não garante erro nulo em regime permanente, assim o controlador de dupla sequência é utilizado. Esse controlador provê um ganho infinito na frequência de corte ω_e . Deste modo, garantindo um erro nulo nessa frequência em regime permanente. Esse controlador pode ser modelado no tempo pelas seguintes equações

$$\frac{dx_a}{dt} = x_b + 2k_i \varepsilon_j \quad (3.65)$$

$$\frac{dx_b}{dt} = -\omega_e x_b \quad (3.66)$$

$$v_j^* = x_a + k_p \varepsilon_j \quad (3.67)$$

onde x_a e x_b são as variáveis de estado do controlador, k_p e k_i são, respectivamente, os ganhos proporcional e integral do controlador, v_j é a tensão de referência e $\varepsilon_j = i_j^* - i_j$ é o erro de corrente, com $j = ga1, ga2, gb1$ ou $gb2$. Nesse caso, a frequência do controlador é igual à frequência da rede elétrica. Os controladores R_{ig1dq} e R_{ig2dq} , definem as tensões de referência v_{g1dq}^* e v_{g2dq}^* que são aplicadas aos blocos dq/abc . Na saída desses blocos são encontradas as tensões de referência v_{g1abc}^* (v_{ga1}^* , v_{gb1}^* e v_{gc1}^*) e v_{g2abc}^* (v_{ga2}^* , v_{gb2}^* e v_{gc2}^*), desejadas nas entradas dos retificadores.

O controle das tensões dq da carga trifásica é realizado por dois controladores PI de dupla sequência, representa dos pelo bloco R_{vdq} . Esses controladores são definidos pelas equações (3.65)-(3.67), com $e_j = e_j^* - e_j$, $j = ld, lq$, e ω_e e igual à frequência da carga. Sendo as tensões de referência da carga sincronizado com as tensões da rede, aplicando o bloco de sincronismo G_{vr} e a amplitude de referência para carga E_l^* . Na saída desses controladores, encontram-se as tensões de referência v_{dq}^* (v_d^* e v_q^*). As tensões aplicadas a cada conversor, portanto a partir do bloco G_{v24} , encontra-se $v_{l1dq}^* = v_{l2dq}^* = v_{dq}^*$. Essas tensões são aplicadas aos blocos dq/abc , determinando as tensões v_{l1abc}^* (v_{la1}^* , v_{lb1}^* e v_{lc1}^*) e v_{l2abc}^* (v_{la2}^* , v_{lb2}^* e v_{lc2}^*), como mostrado no diagrama de controle da Figura 3.3.

3.2.4 Corrente do capacitor do barramento CC

Da Figura 3.2, as correntes dos barramentos CC são dadas por:

$$i_{c1} = -(i_{qga1} + i_{qgb1} + i_{qs1} + i_{qla1} + i_{qlb1}) \quad (3.68)$$

$$i_{c2} = -(i_{qga2} + i_{qgb2} + i_{qla2} + i_{qlb2}) \quad (3.69)$$

com

$$\bar{i}_{c1} = \frac{\tau_{ga1}}{T_s} i_{ga1} + \frac{\tau_{gb1}}{T_s} i_{gb1} - \frac{\tau_{s1}}{T_s} i_{s1} + \frac{\tau_{la1}}{T_s} i_{la1} + \frac{\tau_{lb1}}{T_s} i_{lb1} \quad (3.70)$$

$$\bar{i}_{c2} = \frac{\tau_{ga2}}{T_s} i_{ga2} + \frac{\tau_{gb2}}{T_s} i_{gb2} + \frac{\tau_{la2}}{T_s} i_{la2} + \frac{\tau_{lb2}}{T_s} i_{lb2} \quad (3.71)$$

onde τ_{ga1} , τ_{ga2} , τ_{gb1} , τ_{gb2} , τ_s , τ_{la1} , τ_{la2} , τ_{lb1} e τ_{lb2} são os intervalos de tempo em que as chaves q_{ga1} , q_{ga2} , q_{gb1} , q_{gb2} , q_s , q_{la1} , q_{la2} , q_{lb1} e q_{lb2} estarão fechadas, respectivamente, e T_s é o período de chaveamento.

Assumindo que as tensões de polo de referência são constantes por T_s , os intervalos de tempo podem ser escritos em função das tensões de polo de referência. Por exemplo, τ_{ga1} pode ser dado por:

$$\tau_{ga1} = \left(\frac{v_{ga10_1}^*}{v_{c1}^*} + \frac{1}{2} \right) T_s \quad (3.72)$$

Portanto, a partir das equações (3.70) - (3.72) as correntes dos barramentos CC serão dadas por:

$$\bar{i}_{c1} = \frac{1}{v_{c1}^*} \left(v_{ga1}^* i_{ga1} + v_{gb1}^* i_{gb1} + v_{gc1}^* i_{gc1} + v_{gc1}^* i_o + v_{la1}^* i_{la1} + v_{lb1}^* i_{lb1} + v_{lc1}^* i_{lc1} \right) \quad (3.73)$$

$$\bar{i}_{c2} = \frac{1}{v_{c2}^*} \left(v_{ga2}^* i_{ga2} + v_{gb2}^* i_{gb2} + v_{la2}^* i_{la2} + v_{lb2}^* i_{lb2} \right) \quad (3.74)$$

A equação (3.73) mostra a influência da corrente de circulação na corrente do capacitor do barramento CC na topologia 9L2BI.

3.3 Topologia 9L1BI

O conversor CA-CC-CA trifásico-trifásico com nove braços e um barramento CC (9L1BI), mostrado na Figura 3.4 é composto por dois retificadores trifásicos (retificadores 1 e 2), por dois inversores trifásicos (inversores 1 e 2), um braço compartilhado (braço s), uma carga trifásica, doze impedâncias de filtro L_{ga1} , L_{gb1} , L_{gc1} , L_{ga2} , L_{gb2} , L_{gc2} , L_{la1} , L_{lb1} , L_{lc1} , L_{la2} , L_{lb2} e L_{lc2} e um barramento CC. O retificador 1 é formado pelas chaves q_{ga1} , \bar{q}_{ga1} , q_{gb1} , \bar{q}_{gb1} , q_s e \bar{q}_s , o retificador 2 é formado pelas chaves q_{ga2} , \bar{q}_{ga2} , q_{gb2} , \bar{q}_{gb2} , q_s e \bar{q}_s , o inversor 1 é formado pelas chaves q_{la1} , \bar{q}_{la1} ,

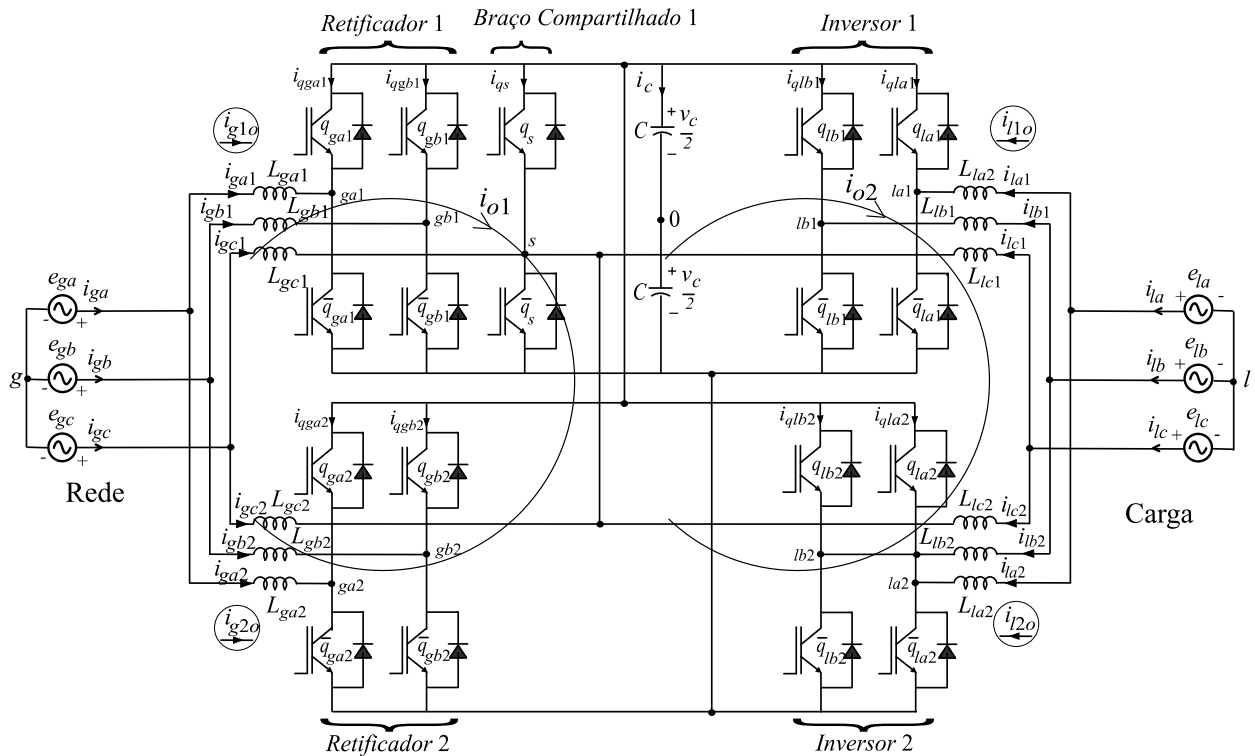


Figura 3.4: Conversor CA-CC-CA trifásico-trifásico com nove braços e um barramento CC (9L1BI).

q_{lb1} , \bar{q}_{lb1} , q_s e \bar{q}_s , e o inversor 2 é formado pelas chaves q_{la2} , \bar{q}_{la2} , q_{lb2} , \bar{q}_{lb2} , q_s e \bar{q}_s , onde q_s e \bar{q}_s são chaves compartilhadas entre os retificadores 1 e 2, e os inversores 1 e 2.

3.3.1 Modelo do Sistema

O modelo do conversor trifásico-trifásico 9L1BI, mostrado na Figura 3.4, é apresentado a seguir. Para os retificadores trifásicos, o modelo é definido por

$$e_{ga} = z_{ga1}i_{ga1} + v_{ga10} - v_{g0} \quad (3.75)$$

$$e_{gb} = z_{gb1}i_{gb1} + v_{gb10} - v_{g0} \quad (3.76)$$

$$e_{gc} = z_{gc1}i_{s1} + v_{s0} - v_{g0} \quad (3.77)$$

$$e_{ga} = z_{ga2}i_{ga2} + v_{ga20} - v_{g0} \quad (3.78)$$

$$e_{gb} = z_{gb2}i_{gb2} + v_{gb20} - v_{g0} \quad (3.79)$$

$$e_{gc} = z_{gc2}i_{s2} + v_{s0} - v_{g0} \quad (3.80)$$

onde v_{g0} é a tensão do neutro da rede elétrica (g) até o ponto médio do barramento CC (0), v_{ga10} e v_{gb10} são as tensões de polo do retificador 1, v_{ga20} e v_{gb20} são as tensões de polo do retificador 2, v_{s0} é a tensão de polo do braço compartilhado, i_{ga1} , i_{gb1} e i_{gc1} são as correntes internas do retificador 1 e i_{ga2} , i_{gb2} e i_{gc2} são as correntes internas do retificador 2.

Para os inversores trifásicos encontram-se:

$$e_{la} = z_{la1}i_{la1} + v_{la10} - v_{l0} \quad (3.81)$$

$$e_{lb} = z_{lb1}i_{lb1} + v_{lb10} - v_{l0} \quad (3.82)$$

$$e_{lc} = z_{lc1}i_{lc1} + v_{s0} - v_{l0} \quad (3.83)$$

$$e_{la} = z_{la2}i_{la2} + v_{la20} - v_{l0} \quad (3.84)$$

$$e_{lb} = z_{lb2}i_{lb2} + v_{lb20} - v_{l0} \quad (3.85)$$

$$e_{lc} = z_{lc2}i_{lc2} + v_{s0} - v_{l0} \quad (3.86)$$

onde v_{la10} e v_{lb10} são as tensões de polo do inversor 1, v_{la20} e v_{lb20} são as tensões de polo do inversor 2, v_{s0} é a tensão de polo do braço compartilhado, i_{la1} , i_{lb1} e i_{lc1} são as correntes internas do inversor 1 e i_{la2} , i_{lb2} e i_{lc2} são as correntes internas do inversor 2.

Na topologia 9L1BI, tem-se a formação de duas malhas de circulação entre os conversores CA-CC-CA. Uma malha no lado da rede, entre os retificadores 1 e 2, e a outra malha no lado da carga, entre os inversores 1 e 2. Para os conversores no lado da rede, tem-se:

$$z_{ga1}i_{ga1} - z_{ga2}i_{ga2} + v_{ga10} - v_{ga20} = 0 \quad (3.87)$$

$$z_{gb1}i_{gb1} - z_{gb2}i_{gb2} + v_{gb10} - v_{gb20} = 0 \quad (3.88)$$

$$z_{gc1}i_{gc1} - z_{gc2}i_{gc2} = 0 \quad (3.89)$$

Somando as equações (3.87)-(3.89) a tensão de circulação v_{o1} no lado da rede é definida por:

$$v_{o1} = z_{ga1}\dot{i}_{ga1} + z_{gb1}\dot{i}_{gb1} + z_{gc1}\dot{i}_{gc1} - z_{ga2}\dot{i}_{ga2} - z_{gb2}\dot{i}_{gb2} - z_{gc2}\dot{i}_{gc2} \quad (3.90)$$

com

$$v_{o1} = v_{ga10} + v_{gb10} - v_{ga20} - v_{gb20} \quad (3.91)$$

Enquanto que a tensão de circulação no lado da carga (v_{o2}) é determinada por:

$$-z_{la1}\dot{i}_{la1} + z_{la2}\dot{i}_{la2} + v_{la10} - v_{la20} = 0 \quad (3.92)$$

$$-z_{lb1}\dot{i}_{lb1} + z_{lb2}\dot{i}_{lb2} + v_{lb10} - v_{lb20} = 0 \quad (3.93)$$

$$-z_{lc1}\dot{i}_{lc1} + z_{lc2}\dot{i}_{lc2} = 0 \quad (3.94)$$

Somando as equações (3.92)-(3.94) a tensão de circulação v_{o2} no lado da rede é definida por:

$$v_{o2} = -z_{la1}\dot{i}_{la1} - z_{lb1}\dot{i}_{lb1} - z_{lc1}\dot{i}_{lc1} + z_{la2}\dot{i}_{la2} + z_{lb2}\dot{i}_{lb2} + z_{lc2}\dot{i}_{lc2} \quad (3.95)$$

com

$$v_{o2} = v_{la10} + v_{lb10} - v_{la20} - v_{lb20} \quad (3.96)$$

A partir das correntes internas de entrada e saída dos conversores (i_{ga1} , i_{gb1} , i_{ga2} , i_{gb2} , i_{la1} , i_{lb1} , i_{lb2} e i_{lc2}) as correntes de circulação em cada conversor são definidas por:

$$i_{g1o} = \frac{1}{\sqrt{3}} (i_{ga1} + i_{gb1} + i_{gc1}) \quad (3.97)$$

$$i_{l1o} = \frac{1}{\sqrt{3}} (i_{la1} + i_{lb1} + i_{lc1}) \quad (3.98)$$

$$i_{g2o} = \frac{1}{\sqrt{3}} (i_{ga2} + i_{gb2} + i_{gc2}) \quad (3.99)$$

$$i_{l2o} = \frac{1}{\sqrt{3}} (i_{la2} + i_{lb2} + i_{lc2}) \quad (3.100)$$

Como a topologia proposta possui apenas dois conversores CA-CC-CA conectados em paralelo com um barramento CC, é possível escrever as equações da corrente de circulação de cada conversor em função de duas correntes de circulação (i_{o1} , i_{o2}) entre os conversores.

$$i_{o1} = i_{g1o} = -i_{g2o} \quad (3.101)$$

$$i_{o2} = -i_{l1o} = i_{l2o} \quad (3.102)$$

3.3.2 Estratégia PWM

As tensões de polo v_{ga10} , v_{gb10} , v_{s0} , v_{ga20} , v_{gb20} , v_{la10} , v_{lb10} , v_{la20} e v_{lb20} em função dos estados das chaves são dadas por

$$v_{ga10} = (2q_{ga1} - 1) \frac{v_c}{2} \quad (3.103)$$

$$v_{gb10} = (2q_{gb1} - 1) \frac{v_c}{2} \quad (3.104)$$

$$v_{s0} = (2q_{s1} - 1) \frac{v_c}{2} \quad (3.105)$$

$$v_{ga20} = (2q_{ga2} - 1) \frac{v_c}{2} \quad (3.106)$$

$$v_{gb20} = (2q_{gb2} - 1) \frac{v_c}{2} \quad (3.107)$$

$$v_{la10} = (2q_{la1} - 1) \frac{v_c}{2} \quad (3.108)$$

$$v_{lb10} = (2q_{lb1} - 1) \frac{v_c}{2} \quad (3.109)$$

$$v_{la20} = (2q_{la2} - 1) \frac{v_c}{2} \quad (3.110)$$

$$v_{lb20} = (2q_{lb2} - 1) \frac{v_c}{2} \quad (3.111)$$

onde v_c é a tensão de barramento.

Da mesma maneira que a estrutura 9L1BI, v_{o1}^* e v_{o2}^* serão combinações lineares. Então para o balanceamento será considerado v_{o1}^* e v_{o2}^* iguais a zero. Logo, as tensões de polo de referência serão definidas por:

$$v_{ga10}^* = v_{ga1}^* + v_x^* \quad (3.112)$$

$$v_{gb10}^* = v_{gb1}^* + v_x^* \quad (3.113)$$

$$v_{s0}^* = v_{gc1}^* + v_x^* \quad (3.114)$$

$$v_{la10}^* = v_{la1}^* - v_{lc1}^* + v_{gc1}^* + v_x^* \quad (3.115)$$

$$v_{lb10}^* = v_{lb1}^* - v_{lc1}^* + v_{gc1}^* + v_x^* \quad (3.116)$$

$$v_{ga20}^* = v_{ga2}^* - v_{lc2}^* + v_{gc2}^* + v_x^* \quad (3.117)$$

$$v_{gb20}^* = v_{gb2}^* - v_{lc2}^* + v_{gc2}^* + v_x^* \quad (3.118)$$

$$v_{la20}^* = v_{la2}^* - v_{lc2}^* + v_{gc2}^* + v_x^* \quad (3.119)$$

$$v_{lb20}^* = v_{lb2}^* - v_{lc2}^* + v_{gc2}^* + v_x^* \quad (3.120)$$

com

$$v_{kav}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} v_{kvd}^* = \frac{1}{3} \sqrt{6} v_{kvd}^* \quad (3.121)$$

$$v_{kbv}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(-\frac{1}{2} v_{kvd}^* + \frac{\sqrt{3}}{2} v_{kvq}^* \right) \quad (3.122)$$

$$v_{kcv}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(-\frac{1}{2} v_{kvd}^* - \frac{\sqrt{3}}{2} v_{kvq}^* \right) \quad (3.123)$$

Dessas equações, observa-se que as tensões de polo dependem das tensões v_{kva}^* , v_{kvb}^* , v_{kvc}^* fornecidas pelos controladores, como também das tensões auxiliares v_x^* . A tensão auxiliar podem ser escolhida de forma independente, desde que, os máximos e os mínimos das tensões de polo sejam respeitados a partir das equações (3.60)-(3.62). A equação auxiliar pode ser escrita em função do fator de distribuição de roda livre, μ , a partir da equação (3.64)).

3.3.3 Estratégia de Controle

Exibe-se, na Figura 3.5, o diagrama de controle do conversor 9L1BI do circuito mostrado na Figura 3.4. A partir desse diagrama, a tensão v_c do barramento CC é regulada pelo controlador PI convencional, representado pelo bloco R_{c1} , para o valor de referência v_c^* . Esse controlador fornece a amplitude da corrente de referência I_1^* , desejada na entrada dos retificadores. O controle do fator de potência é obtido sincronizando as correntes instantâneas de referência i_{g1abc}^* (i_{ga1}^* , i_{gb1}^* e i_{gc1}^*) e i_{g2abc}^* (i_{ga2}^* , i_{gb2}^* e i_{gc2}^*) com as tensões da rede trifásica, aplicando o bloco de sincronismo G_{ir} , baseado no esquema de um PLL.

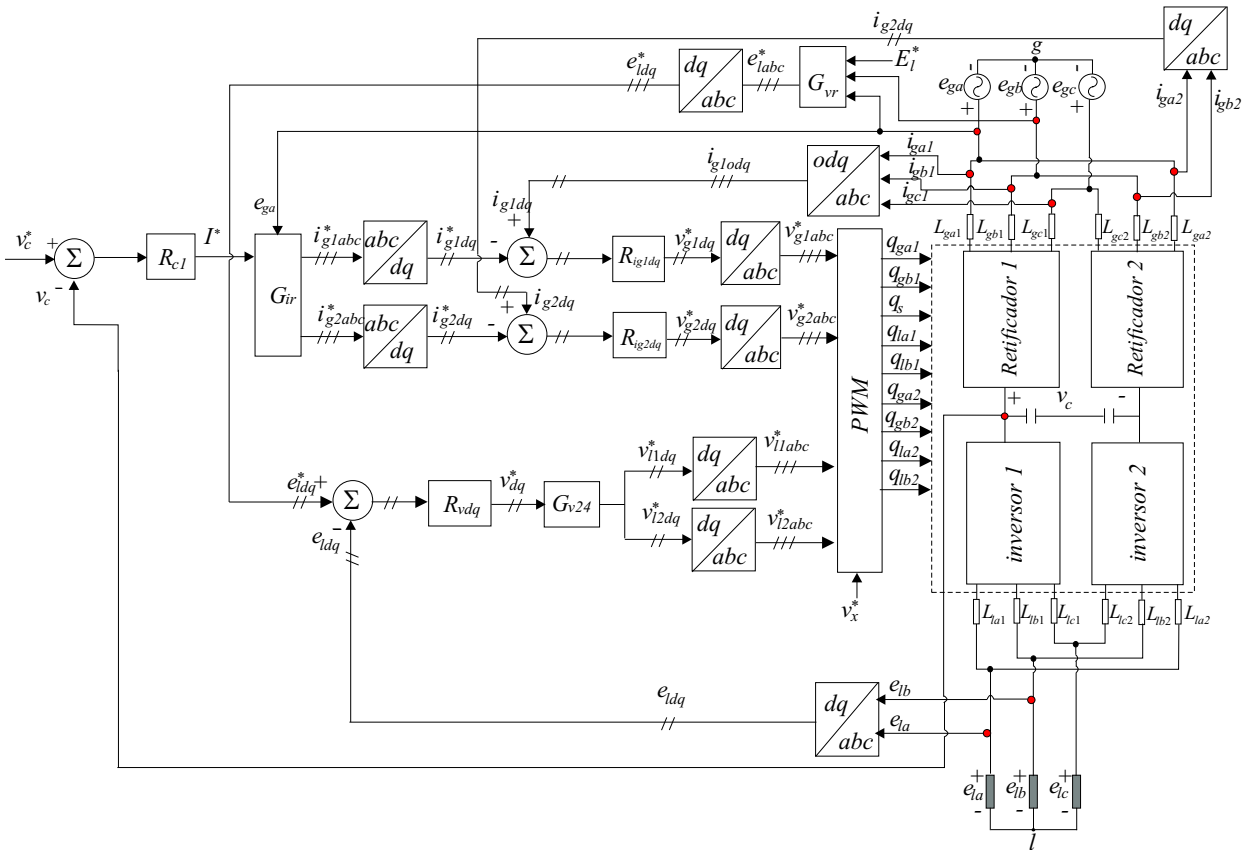


Figura 3.5: Diagrama de blocos do controle do conversor CA-CC-CA trifásico-trifásico em paralelo com dez braços e um barramento CC (9L1BI).

Essas correntes são aplicadas aos blocos abc/dq , com base na transformada dq [equação (2.31)], definindo, assim, as correntes i_{g1dq}^* (i_{g1d}^* , i_{g1q}^*) e i_{g2dq}^* (i_{g2d}^* e i_{g2q}^*). Os controles das correntes i_{g1dq}^* e i_{g2dq}^* são implementados usando controladores de dupla sequência, representados pelos blocos

R_{ig1dq} e R_{ig2dq} que podem ser modelados no tempo pelas equações (3.65)-(3.67), com $j = ga1, ga2, gb1$ ou $gb2$. Os controladores R_{ig1dq} e R_{ig2dq} , definem as tensões de referência v_{g1dq}^* e v_{g2dq}^* que são aplicadas aos blocos dq/abc . Na saída desses blocos são encontradas as tensões de referência v_{g1abc}^* (v_{ga1}^*, v_{gb1}^* e v_{gc1}^*) e v_{g2abc}^* (v_{ga2}^*, v_{gb2}^* e v_{gc2}^*), desejadas nas entradas dos retificadores.

O controle das tensões dq da carga trifásica é realizado por dois controladores PI de dupla sequência, representa dos pelo bloco R_{vdq} . Esses controladores são definidos pelas equações (3.65)-(3.67), com $e_j = e_j^* - e_j$, $j = ld, lq$, e ω_e é igual à frequência da carga. Sendo as tensões de referência da carga sincronizado com as tensões da rede, aplicando o bloco de sincronismo G_{vr} e a amplitude de referência para carga E_l^* . Na saída desses controladores, encontram-se as tensões de referência v_{dq}^* (v_d^* e v_q^*). As tensões aplicadas a cada conversor, portanto a partir do bloco G_{v24} , encontra-se $v_{l1dq}^* = v_{l2qd}^* = v_{dq}^*$. Essas tensões são aplicadas aos blocos dq/abc , determinando as tensões v_{l1abc}^* (v_{la1}^*, v_{lb1}^* e v_{lc1}^*) e v_{l2abc}^* (v_{la2}^*, v_{lb2}^* e v_{lc2}^*), como mostrado no diagrama de controle da Figura 3.5.

3.3.4 Corrente do capacitor do barramento CC

Da Figura 3.4, as correntes dos barramentos CC são dadas por:

$$i_c = -(i_{qga1} + i_{qgb1} + i_{qs} + i_{qla1} + i_{qlb1} + i_{qga2} + i_{qgb2} + i_{qla2} + i_{qlb2}) \quad (3.124)$$

com

$$\begin{aligned} \bar{i}_c = & \frac{\tau_{ga1}}{T_s} i_{ga1} + \frac{\tau_{ga2}}{T_s} i_{ga2} + \frac{\tau_{gb1}}{T_s} i_{gb1} + \frac{\tau_{gb2}}{T_s} i_{gb2} - \frac{\tau_{s1}}{T_s} i_s \\ & + \frac{\tau_{la1}}{T_s} i_{la1} + \frac{\tau_{la2}}{T_s} i_{la2} + \frac{\tau_{lb1}}{T_s} i_{lb1} + \frac{\tau_{lb2}}{T_s} i_{lb2} \end{aligned} \quad (3.125)$$

onde $\tau_{ga1}, \tau_{ga2}, \tau_{gb1}, \tau_{gb2}, \tau_s, \tau_{la1}, \tau_{la2}, \tau_{lb1}$ e τ_{lb2} são os intervalos de tempo em que as chaves $q_{ga1}, q_{ga2}, q_{gb1}, q_{gb2}, q_s, q_{la1}, q_{la2}, q_{lb1}$ e q_{lb2} estarão fechadas, respectivamente, e T_s é o período de chaveamento.

Assumindo que as tensões de polo de referência são constantes por T_s , os intervalos de tempo podem ser escritas em função das tensões de polo de referência. Por exemplo, τ_{ga1} pode ser dado por:

$$\tau_{ga1} = \left(\frac{v_{ga101}^*}{v_c^*} + \frac{1}{2} \right) T_s \quad (3.126)$$

Portanto, a partir das equações (3.125) - (3.126) as correntes do barramentos CC serão dadas por:

$$\begin{aligned} \bar{i}_c = & \frac{1}{v_c^*} (v_{ga1}^* i_{ga1} + v_{ga2}^* i_{ga2} + v_{gb1}^* i_{gb1} + v_{gb2}^* i_{gb2} + v_{gc1}^* i_{gc1} + v_{gc1}^* i_{o2} \\ & + v_{la1}^* i_{la1} + v_{la2}^* i_{la2} + v_{lb1}^* i_{lb1} + v_{lb2}^* i_{lb2} + v_{lc1}^* i_{lc1}) \end{aligned} \quad (3.127)$$

A equação (3.127) mostra a influência da corrente de circulação na corrente do capacitor do barramento CC na topologia 9L1BI.

Observa-se que i_c é dada somente pela corrente de circulação do lado da carga. Isto ocorre devido a tensão auxiliar (v_x^*) ser definida pelas tensões da rede [equação (3.47)]. Se esta tensão auxiliar fosse definida pelas tensões da carga, observar-se-ia a influência da corrente de circulação do lado da rede no barramento CC.

3.4 Topologia 9L1B

O conversor CA-CC-CA trifásico-trifásico com nove braços e um barramento CC (9L1B), mostrado na Figura 3.6 é composto por dois retificadores trifásicos (retificadores 1 e 2), por dois inversores trifásicos (inversores 1 e 2), um braço compartilhado (braço s), uma carga trifásica, nove impedâncias de filtro L_{ga1} , L_{gb1} , L_{ga2} , L_{gb2} , L_{gc} , L_{la1} , L_{lb1} , L_{la2} , L_{lb2} , L_{lc} e um barramento CC. O retificador 1 é formado pelas chaves q_{ga1} , \bar{q}_{ga1} , q_{gb1} , \bar{q}_{gb1} , q_s e \bar{q}_s , o retificador 2 é formado pelas chaves q_{ga2} , \bar{q}_{ga2} , q_{gb2} , \bar{q}_{gb2} , q_s e \bar{q}_s , o inversor 1 é formado pelas chaves q_{la1} , \bar{q}_{la1} , q_{lb1} , \bar{q}_{lb1} , q_s e \bar{q}_s , e o inversor 2 é formado pelas chaves q_{la2} , \bar{q}_{la2} , q_{lb2} , \bar{q}_{lb2} , q_s e \bar{q}_s , onde q_s e \bar{q}_s são chaves compartilhadas entre os retificadores 1 e 2, e os inversores 1 e 2.

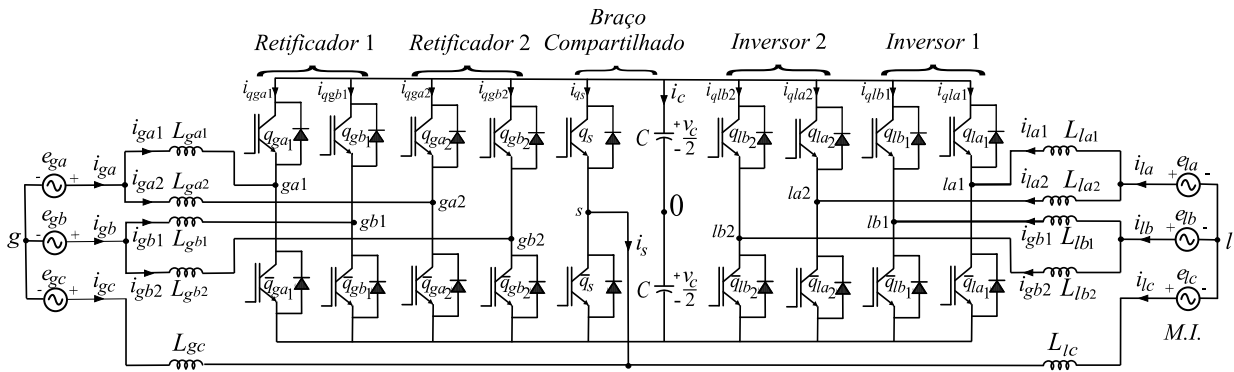


Figura 3.6: Conversor CA-CC-CA trifásico-trifásico com nove braços e um barramentos CC (9L1B).

3.4.1 Modelo do Sistema

O modelo do conversor trifásico-trifásico 9L1B é mostrado na Figura 3.6. Para os retificadores 1 e 2, o modelo é definido por

$$e_{ga} = z_{ga1}i_{ga1} + v_{ga10} + v_{0g} \quad (3.128)$$

$$e_{ga} = z_{ga2}i_{ga2} + v_{ga20} + v_{0g} \quad (3.129)$$

$$e_{gb} = z_{gb1}i_{gb1} + v_{gb10} + v_{0g} \quad (3.130)$$

$$e_{gb} = z_{gb2}i_{gb2} + v_{gb20} + v_{0g} \quad (3.131)$$

$$i_{ga} = i_{ga1} + i_{ga2} \quad (3.132)$$

$$i_{gb} = i_{gb1} + i_{gb2} \quad (3.133)$$

$$i_{gc} = -(i_{ga1} + i_{ga2} + i_{gb1} + i_{gb2}) = -i_{ga} - i_{gb} \quad (3.134)$$

onde $z_{ga1} = r_{ga1} + pl_{ga1}$, $z_{gb1} = r_{gb1} + pl_{gb1}$, $z_{ga2} = r_{ga2} + pl_{ga2}$, $z_{gb2} = r_{gb2} + pl_{gb2}$ são, respectivamente, L_{ga1} , L_{gb1} , L_{ga2} , L_{gb2} e L_{gc} as impedâncias dos filtros com $p = d/dt$, v_{ga10} , v_{gb10} , v_{ga20} , e v_{gb20} são as tensões de polo dos conversores do lado da rede, i_{ga1} , i_{gb1} , i_{ga2} , i_{gb2} são as correntes internas dos conversores do lado da rede e i_{gc} é a corrente de entrada da fase c.

Para os inversores trifásicos 1 e 2, encontram-se

$$e_{la} = z_{la1}i_{la1} + v_{la10} + v_{0l} \quad (3.135)$$

$$e_{la} = z_{la2}i_{la2} + v_{la20} + v_{0l} \quad (3.136)$$

$$e_{lb} = z_{lb1}i_{lb1} + v_{lb10} + v_{0l} \quad (3.137)$$

$$e_{lb} = z_{lb2}i_{lb2} + v_{lb20} + v_{0l} \quad (3.138)$$

$$i_{la} = i_{la1} + i_{la2} \quad (3.139)$$

$$i_{lb} = i_{lb1} + i_{lb2} \quad (3.140)$$

$$i_{lc} = -(i_{la1} + i_{la2} + i_{lb1} + i_{lb2}) = -i_{la} - i_{lb} \quad (3.141)$$

onde $z_{la1} = r_{la1} + pl_{la1}$, $z_{lb1} = r_{lb1} + pl_{lb1}$, $z_{la2} = r_{la2} + pl_{la2}$, $z_{lb2} = r_{lb2} + pl_{lb2}$ são, respectivamente, L_{la1} , L_{lb1} , L_{la2} , L_{lb2} e L_{lc} as impedâncias dos filtros, v_{la10} , v_{lb10} , v_{la20} , e v_{lb20} são as tensões de polo dos conversores do lado da carga, i_{la1} , i_{lb1} , i_{la2} , i_{lb2} são as correntes internas dos conversores do lado da carga e i_{lc} é a corrente de saída da fase c.

Devido ao número reduzido de componentes não vai existir a formação de uma malha de circulação entre os conversores, portanto não há corrente de circulação entre os conversores. Dessa forma, as expressões (3.128)- (3.141) representam o modelo dinâmico do conversor CA-CC-CA proposto. Neste modelo, as tensões v_{ga10} e v_{gb10} regulam as correntes i_{ga1} e i_{gb1} do retificador 1 e as tensões v_{ga20} e v_{gb20} regulam as correntes i_{ga2} e i_{gb2} do retificador 2. As tensões v_{la10} , v_{lb10} , v_{la20} e v_{lb20} regulam as tensões da carga trifásica v_{la} , v_{lb} e v_{lc} .

Sistema Equilibrado

Considerando o sistema equilibrado, ou seja, $L_{ga1}/2 = L_{gb1}/2 = L_{ga2}/2 = L_{gb2}/2 = L_{gc} = L_g$ e $L_{la1}/2 = L_{lb1}/2 = L_{la2}/2 = L_{lb2}/2 = L_{lc} = L_l$, o modelo do sistema (3.128) - (3.131) e (3.135) - (3.138) torna-se

$$e_{ga} = v_{ga1} + 2(r_g + l_gp)i_{ga1} \quad (3.142)$$

$$e_{ga} = v_{ga2} + 2(r_g + l_gp)i_{ga2} \quad (3.143)$$

$$e_{gb} = v_{gb1} + 2(r_g + l_gp)i_{gb1} \quad (3.144)$$

$$e_{gb} = v_{gb2} + 2(r_g + l_gp)i_{gb2} \quad (3.145)$$

$$e_{la} = v_{la1} + 2(r_l + l_lp)i_{la1} \quad (3.146)$$

$$e_{la} = v_{la2} + 2(r_l + l_lp)i_{la2} \quad (3.147)$$

$$e_{lb} = v_{lb1} + 2(r_l + l_lp)i_{lb1} \quad (3.148)$$

$$e_{lb} = v_{lb2} + 2(r_l + l_lp)i_{lb2} \quad (3.149)$$

onde as tensões v_{ga1} , v_{ga2} , v_{gb1} , v_{gb2} , v_{la1} , v_{la2} , v_{lb1} , v_{lb2} .

$$v_{ga1} = \frac{1}{6} (5v_{ga10} - v_{ga20} - v_{gb10} - v_{gb20} - 2v_{s0}) \quad (3.150)$$

$$v_{ga2} = \frac{1}{6} (5v_{ga20} - v_{ga10} - v_{gb10} - v_{gb20} - 2v_{s0}) \quad (3.151)$$

$$v_{gb1} = \frac{1}{6} (5v_{gb10} - v_{ga10} - v_{ga20} - v_{gb20} - 2v_{s0}) \quad (3.152)$$

$$v_{gb2} = \frac{1}{6} (5v_{gb20} - v_{ga10} - v_{ga20} - v_{gb10} - 2v_{s0}) \quad (3.153)$$

$$v_{la1} = \frac{1}{6} (5v_{la10} - v_{la20} - v_{lb10} - v_{lb20} - 2v_{s0}) \quad (3.154)$$

$$v_{la2} = \frac{1}{6} (5v_{la20} - v_{la10} - v_{lb10} - v_{lb20} - 2v_{s0}) \quad (3.155)$$

$$v_{lb1} = \frac{1}{6} (5v_{lb10} - v_{la10} - v_{la20} - v_{lb20} - 2v_{s0}) \quad (3.156)$$

$$v_{lb2} = \frac{1}{6} (5v_{lb20} - v_{la10} - v_{la20} - v_{lb10} - 2v_{s0}) \quad (3.157)$$

Deste modelo pode ser visto que v_{ga1} , v_{ga2} , v_{gb1} e v_{gb2} (retificador) e v_{la1} , v_{la2} , v_{lb1} e v_{lb2} (inversor) são utilizados para controlar as corrente de entrada e as tensões de saída, respectivamente.

Somando as equações (3.142) e (3.143), substituindo a equação (3.132) e fazendo o mesmo com as equações (3.144) e (3.145) e (3.133), obtém-se o modelo de entrada:

$$e_{ga} = 2z_g i_{ga} + \frac{v_{ga1} + v_{ga2}}{2} \quad (3.158)$$

$$e_{gb} = 2z_g i_{gb} + \frac{v_{gb1} + v_{gb2}}{2} \quad (3.159)$$

$$e_{gc} = 2z_g i_{gc} - \frac{v_{ga1} + v_{ga2} + v_{gb1} + v_{gb2}}{2} \quad (3.160)$$

a partir dessas equações (3.158), (3.159) e (3.160) percebe-se que as corrente de entrada do modelo trifásico dependem da componente das tensões fornecidas pelos retificadores.

A tensão da carga pode ser escrita de forma similar ao caso anterior, nesse caso é necessário somar as equações (3.146) e (3.147), substituindo a equação (3.139) e fazendo o mesmo com as equações (3.148) e (3.149) e (3.140), obtém-se o modelo de saída:

$$e_{la} = 2z_l i_{la} + \frac{v_{la1} + v_{la2}}{2} \quad (3.161)$$

$$e_{lb} = 2z_l i_{lb} + \frac{v_{lb1} + v_{lb2}}{2} \quad (3.162)$$

$$e_{lc} = 2z_l i_{lc} - \frac{v_{la1} + v_{la2} + v_{lb1} + v_{lb2}}{2} \quad (3.163)$$

a partir das equações (3.161), (3.162) e (3.163) percebe-se que as corrente da carga do modelo trifásico dependem da componente da tensões fornecida pelos inversores.

3.4.2 Estratégia PWM

As tensões de polo v_{ga10} , v_{ga20} , v_{gb10} , v_{gb20} , v_{la10} , v_{la20} , v_{lb10} , v_{lb20} , e v_{s0} depende da condição das chaves, que são dadas por:

$$v_{ga10} = (2q_{ga1} - 1) \frac{v_c}{2} \quad (3.164)$$

$$v_{ga20} = (2q_{ga2} - 1) \frac{v_c}{2} \quad (3.165)$$

$$v_{gb10} = (2q_{gb1} - 1) \frac{v_c}{2} \quad (3.166)$$

$$v_{gb20} = (2q_{gb2} - 1) \frac{v_c}{2} \quad (3.167)$$

$$v_{la10} = (2q_{la1} - 1) \frac{v_c}{2} \quad (3.168)$$

$$v_{la20} = (2q_{la2} - 1) \frac{v_c}{2} \quad (3.169)$$

$$v_{gl10} = (2q_{lb1} - 1) \frac{v_c}{2} \quad (3.170)$$

$$v_{lb20} = (2q_{lb2} - 1) \frac{v_c}{2} \quad (3.171)$$

$$v_{s0} = (2q_s - 1) \frac{v_c}{2} \quad (3.172)$$

onde v_c é a tensão de barramento.

Considerando que v_{ga1}^* até v_{lb2}^* denota a tensão de referência determinada pelos controladores, encontra-se

$$v_{ga1}^* = v_{ga10}^* + \frac{1}{3}v_{gc0}^* - \frac{1}{3}v_{s0}^* \quad (3.173)$$

$$v_{ga2}^* = v_{ga20}^* + \frac{1}{3}v_{gc0}^* - \frac{1}{3}v_{s0}^* \quad (3.174)$$

$$v_{gb1}^* = v_{gb10}^* + \frac{1}{3}v_{gc0}^* - \frac{1}{3}v_{s0}^* \quad (3.175)$$

$$v_{gb2}^* = v_{gb20}^* + \frac{1}{3}v_{gc0}^* - \frac{1}{3}v_{s0}^* \quad (3.176)$$

$$v_{la1}^* = v_{la10}^* + \frac{1}{3}v_{lc0}^* - \frac{1}{3}v_{s0}^* \quad (3.177)$$

$$v_{la2}^* = v_{la20}^* + \frac{1}{3}v_{lc0}^* - \frac{1}{3}v_{s0}^* \quad (3.178)$$

$$v_{lb1}^* = v_{lb10}^* + \frac{1}{3}v_{lc0}^* - \frac{1}{3}v_{s0}^* \quad (3.179)$$

$$v_{lb2}^* = v_{lb20}^* + \frac{1}{3}v_{lc0}^* - \frac{1}{3}v_{s0}^* \quad (3.180)$$

A largura de pulso dos sinais de gatilho pode ser diretamente calculado de uma tensão de polo de referência v_{ga10}^* , v_{ga20}^* , v_{gb10}^* , v_{gb20}^* , v_{la10}^* , v_{la20}^* , v_{lb10}^* , v_{lb20}^* , v_{s0}^* , v_{gc}^* , e v_{lc}^* , onde:

$$v_{gc0}^* = -\frac{v_{ga10}^* + v_{ga20}^* + v_{gb10}^* + v_{gb20}^*}{2} \quad (3.181)$$

$$v_{lc0}^* = -\frac{v_{la10}^* + v_{la20}^* + v_{lb10}^* + v_{lb20}^*}{2} \quad (3.182)$$

nesse cenário é necessário nove equações para o cálculo do *PWM*. Logo, as equações fornecidas pelos controladores (3.173)-(3.180) não são suficientes para determinar os sinais de gatilho das chaves, portanto é necessário a introdução de uma variável auxiliar v_x^* definida por:

$$v_x^* = v_{s0}^* \quad (3.183)$$

Portanto, a partir das equações (3.183) e das equações (3.173)-(3.180) as tensões de polo de referência serão definidas por:

$$v_{ga10_1}^* = v_{ga1}^* - v_{gc}^* + v_x^* \quad (3.184)$$

$$v_{ga20_2}^* = v_{ga2}^* - v_{gc}^* + v_x^* \quad (3.185)$$

$$v_{gb10_1}^* = v_{gb1}^* - v_{gc}^* + v_x^* \quad (3.186)$$

$$v_{gb20_2}^* = v_{gb2}^* - v_{gc}^* + v_x^* \quad (3.187)$$

$$v_{la10_1}^* = v_{la1}^* - v_{lc}^* + v_x^* \quad (3.188)$$

$$v_{la20_2}^* = v_{la2}^* - v_{lc}^* + v_x^* \quad (3.189)$$

$$v_{lb10_1}^* = v_{lb1}^* - v_{lc}^* + v_x^* \quad (3.190)$$

$$v_{lb20_2}^* = v_{lb2}^* - v_{lc}^* + v_x^* \quad (3.191)$$

$$v_{s0}^* = v_x^* \quad (3.192)$$

onde v_{gc}^* e v_{lc}^* são definidos por:

$$v_{gc}^* = -\frac{v_{ga1}^* + v_{ga2}^* + v_{gb1}^* + v_{gb2}^*}{2} \quad (3.193)$$

$$v_{lc}^* = -\frac{v_{la1}^* + v_{la2}^* + v_{lb1}^* + v_{lb2}^*}{2} \quad (3.194)$$

Dessas equações, observa-se que as tensões de polo dependem das tensões v_{ga1}^* , v_{ga2}^* , v_{gb1}^* , v_{gb2}^* , v_{la1}^* , v_{la2}^* , v_{lb1}^* , e v_{lb2}^* , definidas pelos controladores, como também da tensão auxiliar v_x^* . Estas variáveis podem ser escolhidas independentemente, desde que o valor máximo e mínimo da tensão de polo seja respeitado. Tensões v_x^* e v_y^* pode ser obtida a partir de sua capacidade máxima, mínima e valores médios

$$v_{x \max}^* = v_C^*/2 - v_{1 \max}^* \quad (3.195)$$

$$v_{x \min}^* = -v_C^*/2 - v_{1 \min}^* \quad (3.196)$$

onde v_C^* é a tensão de barramento de referência, $v_{1 \max}^* = \max V_1$, e $v_{1 \min}^* = \min V_1$ com

$$V_1 = \{v_{ga1}^* - v_{gc}^*, v_{ga2}^* - v_{gc}^*, v_{gb1}^* - v_{gc}^*, v_{gb2}^* - v_{gc}^*, v_{la1}^* - v_{lc}^*, v_{la2}^* - v_{lc}^*, v_{lb1}^* - v_{lc}^*, v_{lb2}^* - v_{lc}^*\}.$$

A tensão auxiliar v_x^* , podem ser escritas em função do fator de distribuição de roda livre, μ , definido por:

$$v_x^* = \mu_x v_{x \max}^* + (1 - \mu_x) v_{x \min}^* \quad (3.197)$$

onde $0 < \mu_x < 1$. Nota-se que, quando os valores de $\mu_x = 0$ ou $\mu_x = 1$ são selecionados os valores mínimos ($v_x^* = v_{x \min}^*$) ou máximo ($v_x^* = v_{x \max}^*$). Para esses casos, um dos braços do

conversor opera com o chaveamento nulo e, quando se escolhe o valor de $\mu_x = 0.5$, é selecionado o valor médio de v_x^* , nesse caso, devido aos pulsos centrados, tem-se uma redução no THD para o caso de ter somente uma portadora.

Os sinais de gatilho das chaves podem ser obtidos pela comparação da tensão de polo com sinal triangular de alta frequência, denominado portadora *PWM*. Nesse trabalho os sinais de gatilhos das chaves serão obtidos comparando as tensões de polo com uma, duas ondas triangulares de alta frequência, isto é, uma portadora *PWM*, duas portadoras *PWM*, e seis portadoras *PWM*.

3.4.3 Estratégia de Controle

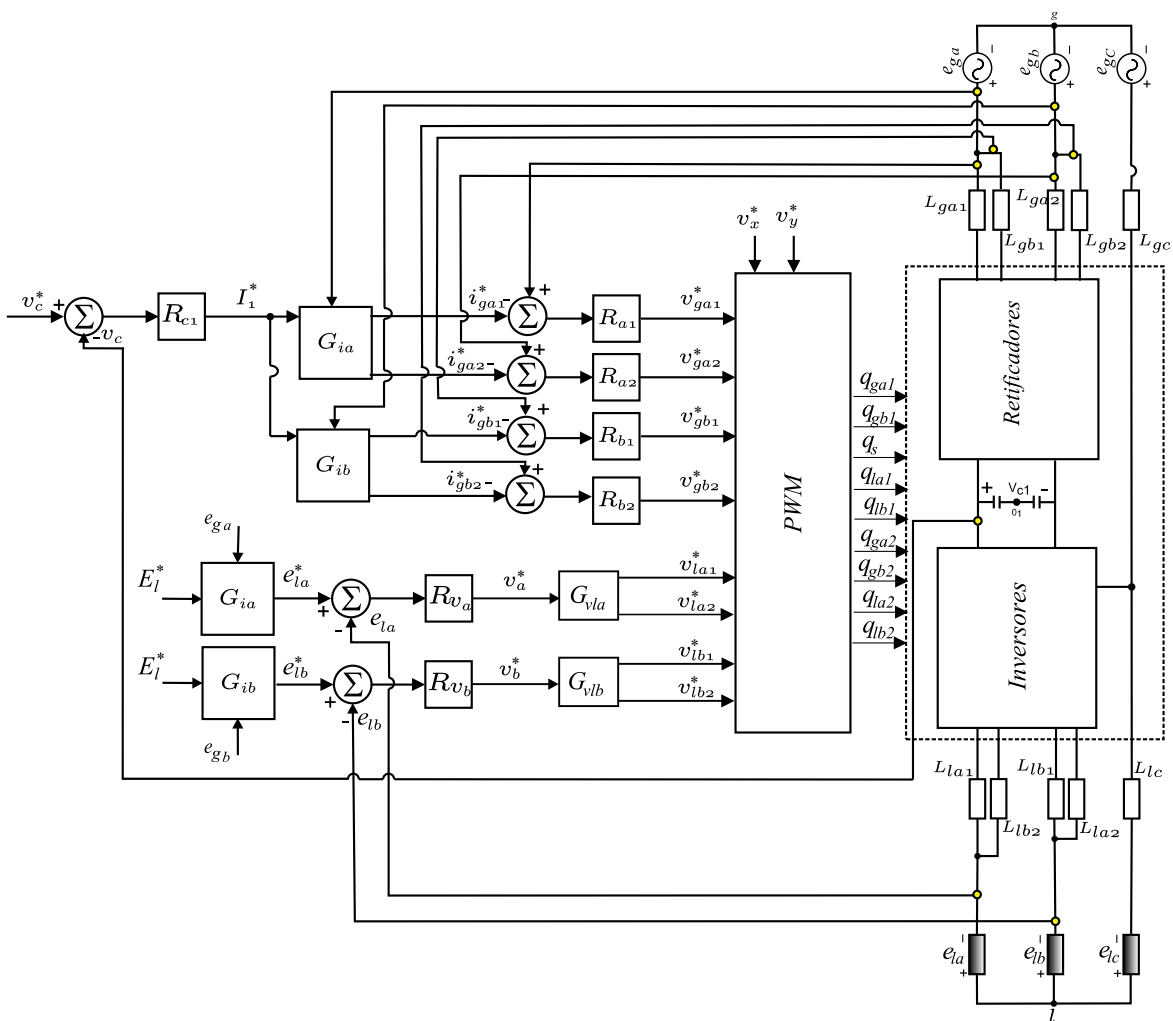


Figura 3.7: Diagrama de blocos do controle do conversor CA-CC-CA trifásico-trifásico em paralelo com nove braços e um barramento CC com o número reduzido de indutores (9L1B).

A partir do diagrama de controle, Figura 3.7, a tensão v_{c1} do barramento CC é regulada pelo controlador PI convencional, representado pelo bloco R_{c1} no seu valor de referência v_{c1}^* . Esse controlador fornece a amplitude de corrente de referência I_1^* desejada na entrada do conversor 1. De maneira análoga, a tensão v_{c2} , do segundo barramento CC, que é regulada pelo controlador R_{c2} definindo a amplitude da corrente I_2^* desejada na entrada do conversor 3. O controle do fator de

potência é obtido sincronizando as correntes instantâneas de referência i_{ga1}^* , i_{ga2}^* , i_{gb1}^* e i_{gb2}^* com as duas fases da tensão da rede trifásica aplicando o bloco de sincronismo G_{ia} e G_{ib} , baseado no esquema de um PLL (Phase-Locked-Loop).

Os controles das correntes i_{ga1}^* , i_{ga2}^* , i_{gb1}^* e i_{gb2}^* são implementados usando quatro controladores de dupla sequência (controladores de sequência negativa-positiva) [58], representado pelos blocos R_{a1} , R_{a2} , R_{b1} e R_{b2} . Quando a variável a ser controlada é senoidal o controlador PI convencional não garante erro nulo em regime permanente, assim o controlador de dupla sequência é utilizado. Esse controlador prover um ganho infinito na frequência de corte ω_e . Deste modo, garantindo um erro nulo nessa frequência em regime permanente, representado pelas seguintes equações (2.73) - (2.75).

O controle das tensões na carga é realizado a partir dos controles PI de dupla sequência, representados pelos blocos R_{va} e R_{vb} . Esses controladores são definidos por (2.73)-(2.75) com $\varepsilon_j = v_j^* - v_j$, $j = la$ ou lb , e sua frequência ω_e é igual a frequência da carga. Nas saídas desses controladores, encontram-se as tensões de referência v_a^* , e v_b^* . As tensões aplicadas a cada conversor, portanto a partir dos blocos G_{vla} e G_{vlb} , encontra-se $v_{la1}^* = v_{la2}^* = v_a^*$, $v_{gb1}^* = v_{gb2}^* = v_b^*$.

3.4.4 Corrente do capacitor do barramento CC

Da Figura 3.6, as correntes dos barramentos CC são dadas por:

$$i_c = -(i_{qga1} + i_{qgb1} + i_{qs} + i_{qla1} + i_{qlb1} + i_{qga2} + i_{qgb2} + i_{qla2} + i_{qlb2}) \quad (3.198)$$

com

$$\begin{aligned} \bar{i}_c = & \frac{\tau_{ga1}}{T_s} i_{ga1} + \frac{\tau_{ga2}}{T_s} i_{ga2} + \frac{\tau_{gb1}}{T_s} i_{gb1} + \frac{\tau_{gb2}}{T_s} i_{gb2} - \frac{\tau_{s1}}{T_s} i_s \\ & + \frac{\tau_{la1}}{T_s} i_{la1} + \frac{\tau_{la2}}{T_s} i_{la2} + \frac{\tau_{lb1}}{T_s} i_{lb1} + \frac{\tau_{lb2}}{T_s} i_{lb2} \end{aligned} \quad (3.199)$$

onde τ_{ga1} , τ_{ga2} , τ_{gb1} , τ_{gb2} , τ_s , τ_{la1} , τ_{la2} , τ_{lb1} e τ_{lb2} são os intervalos de tempo em que as chaves q_{ga1} , q_{ga2} , q_{gb1} , q_{gb2} , q_s , q_{la1} , q_{la2} , q_{lb1} e q_{lb2} estarão fechadas, respectivamente, e T_s é o período de chaveamento.

Assumindo que as tensões de polo de referência são constantes por T_s , os intervalos de tempo podem ser escritas em função das tensões de polo de referência. Por exemplo, τ_{ga1} pode ser dado por:

$$\tau_{ga1} = \left(\frac{v_{ga101}^*}{v_c^*} + \frac{1}{2} \right) T_s \quad (3.200)$$

Portanto, a partir das equações (3.199) e (3.200) as correntes do barramentos CC serão dadas por:

$$\begin{aligned} \bar{i}_c = & \frac{1}{v_c^*} (v_{ga1}^* i_{ga1} + v_{ga2}^* i_{ga2} + v_{gb1}^* i_{gb1} + v_{gb2}^* i_{gb2} + v_{gc}^* i_{gc} \\ & + v_{la1}^* i_{la1} + v_{la2}^* i_{la2} + v_{lb1}^* i_{lb1} + v_{lb2}^* i_{lb2} + v_{ic}^* i_{ic}) \end{aligned} \quad (3.201)$$

A equação (3.201) mostra que não há influência da corrente de circulação na corrente do capacitor do barramento CC na topologia 9L1B.

3.4.5 Generalização

O conversor CA-CC-CA trifásico-trifásico com $4N+1$ braços e um barramento CC, mostrado na Figura 3.8. O conversor é composto por N retificadores trifásicos, N inversores trifásicos, um braço compartilhado, uma carga trifásica, $4N+2$ impedâncias de filtro e um barramento CC.

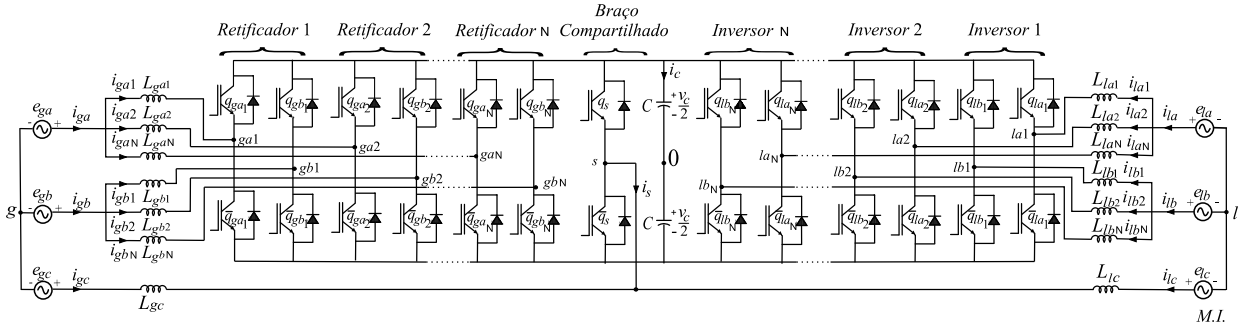


Figura 3.8: Conversor CA-CC-CA trifásico-trifásico com $4N+1$ braços e um barramentos CC.

O modelo do conversor trifásico-trifásico $4N+1L1B$ mostrado na Figura 3.8 defini-se pelas equações (3.202) a (3.205).

$$e_{gk} = (r_{gkn} + l_{gkn}p) i_{gkn} + v_{gkn0} + v_{0g} \quad (3.202)$$

$$e_{gc} = (r_{gc} + l_{gc}p) i_{gc} + v_{s0} + v_{0g} \quad (3.203)$$

$$i_{gk} = \sum_{j=1}^N i_{gkj} \quad (3.204)$$

$$i_{gc} = -i_{ga} - i_{gb} \quad (3.205)$$

Considerando o sistema balanceado (i.e., $L_{gkn} = 2L_{gc} = L_g$), pode-se ser escrito

$$e_{gk} = Z_g i_{gkn} + v_{gkn} \quad (3.206)$$

$$e_{gk} = \frac{Z_g}{N} i_{gk} + v_{gk} \quad (3.207)$$

$$e_{gc} = \frac{Z_g}{2N} i_{gc} + v_{gc} \quad (3.208)$$

onde

$$v_{gan} = v_{gan0} - \frac{v_{gan0} + v_{gbN0}}{3} - \frac{v_{s0}}{3} \quad (3.209)$$

$$v_{gbn} = v_{gbn0} - \frac{v_{gan0} + v_{gbN0}}{3} - \frac{v_{s0}}{3} \quad (3.210)$$

$$v_{ga} = \frac{2v_{gan0}}{3} - \frac{v_{gbN0}}{3} - \frac{v_{s0}}{3} \quad (3.211)$$

$$v_{ga} = \frac{2v_{gbn0}}{3} - \frac{v_{gan0}}{3} - \frac{v_{s0}}{3} \quad (3.212)$$

$$v_{gc} = -v_{ga} - v_{gb} \quad (3.213)$$

com

$$v_{gaN0} = \frac{1}{N} \left(\sum_{j=1}^N v_{gaj0} \right) \quad (3.214)$$

$$v_{gbN0} = \frac{1}{N} \left(\sum_{j=1}^N v_{gbj0} \right) \quad (3.215)$$

Estratégia PWM Generalizada

A tensão de polo retificada v_{gkn0n} , v_{lkn0n} , e v_{sn0n} depende da condição das chaves, que são dadas por:

$$v_{gkn0n} = (2q_{gkn} - 1) \frac{v_C}{2} \quad (3.216)$$

$$v_{lkn0n} = (2q_{lkn} - 1) \frac{v_C}{2} \quad (3.217)$$

$$v_{sn0n} = (2q_{sn} - 1) \frac{v_C}{2} \quad (3.218)$$

As tensões de polo de referência serão definidas por:

$$v_{gkn0}^* = v_{gkn}^* - v_{gc} + v_x^* \quad (3.219)$$

$$v_{lkn0}^* = v_{lkn}^* - v_{lc} + v_x^* \quad (3.220)$$

$$v_{s0}^* = v_x^* \quad (3.221)$$

onde v_{gc} e v_{lc} são definidos por:

$$v_{gc} = -\frac{1}{N} \sum_{k=a}^b \sum_{n=1}^2 v_{gkn}^* \quad (3.222)$$

$$v_{lc} = -\frac{1}{N} \sum_{k=a}^b \sum_{n=1}^2 v_{lkn}^* \quad (3.223)$$

As tensões auxiliares v_{xn}^* , podem ser escritas em função do fator de distribuição de roda livre μ , essa tensão pode ser representada pela seguinte equação:

$$v_x^* = \mu_x v_{x \max}^* + (1 - \mu_x) v_{x \min}^* \quad (3.224)$$

onde $0 < \mu_x < 1$. Nota-se que, quando os valores de $\mu_x = 0$ ou $\mu_x = 1$ são selecionados os valores mínimos ($v_{xn}^* = v_{x \min}^*$) ou máximo ($v_{xn}^* = v_{x \max}^*$).

3.4.6 Generalização Total

A Figura 3.9 está apresentado a generalização total desse trabalho. O conversor é composto por N braços compartilhados, N braços trifásicos, N braços trifásicos, N braços trifásicos, uma carga trifásica, $4N+2$ impedâncias de filtro e N barramentos CC.

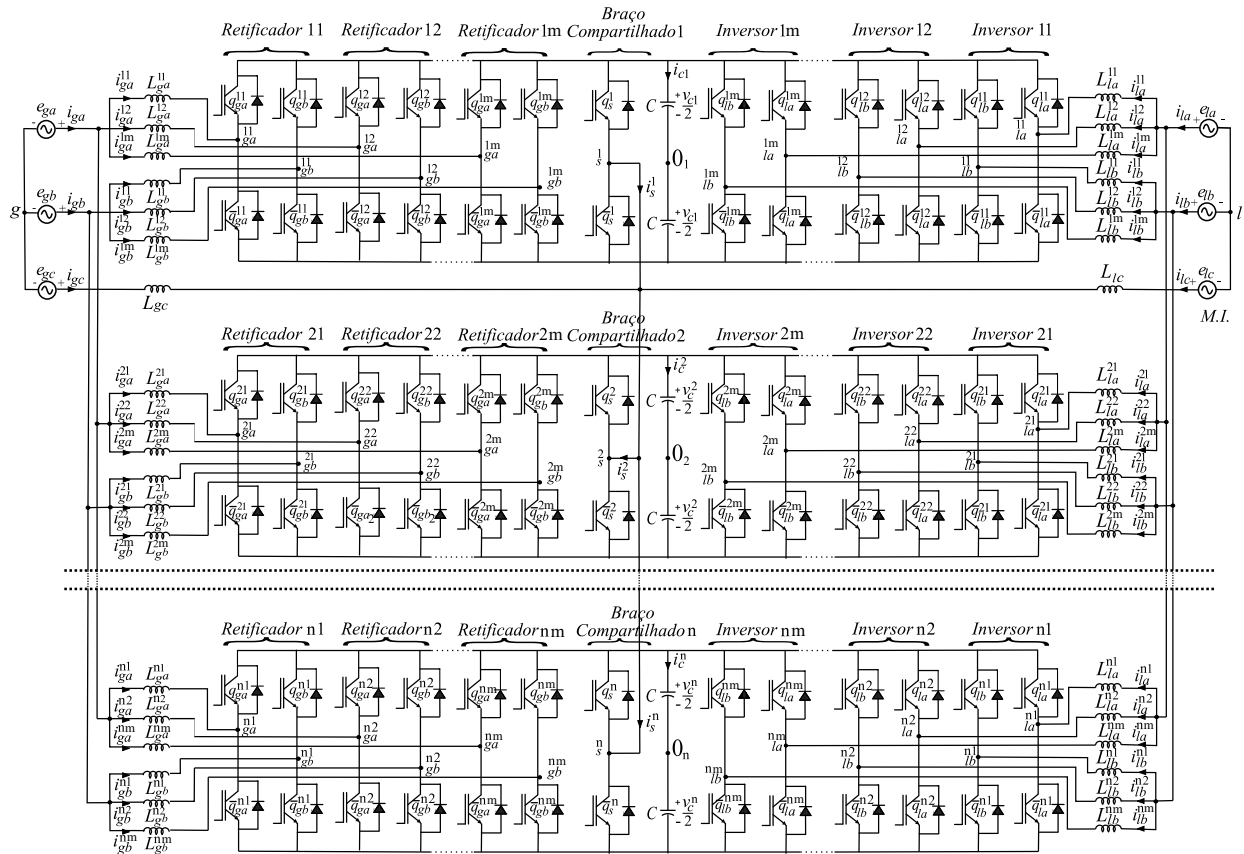


Figura 3.9: Generalização total dos conversores CA-CC-CA trifásico-trifásico propostos.

3.5 Conclusão

Neste capítulo, foram estudadas quatro topologias de conversores *CA-CC-CA* trifásicos-trifásicos com nove braços conectados em paralelo sem uso de transformadores, que são mostradas nas Figuras 3.1. As topologias apresentadas foram: 1) conversor trifásico-trifásico com nove braços e dois barramentos *CC*, denominada topologia *TT9B2B* [Figura 3.1(a)], 2) conversor trifásico-trifásico com nove braços e um barramento *CC*, denominada topologia *TT9B1B* [Figura 3.1(b)] e 3) conversor trifásico-trifásico com nove braços e um barramento *CC* com o número reduzido de indutores [Figura 3.1(c)].

Observou-se que devido a utilização de braço compartilhado, as correntes de circulação não podem ser controladas nas topologias *9L2BI* e *9L1BI*, pois as equações das malhas de circulação são formadas por equações linearmente dependentes. Por outro lado, para a topologia *9L1B* devido a redução dos indutores de filtro não haverá corrente de circulação entre os conversores conectados em paralelo, pois para essa topologia não existe a formação de uma malha de circulação entre os conversores.

Além disso, foram estudadas as generalizações do circuito *9L1B* e a generalização total que é a mescla entre a configuração *10L2B* e *9L1B*.

Capítulo 4

Análise da Distorção Harmônica Total

4.1 Introdução

Neste capítulo será comparado o desempenho da topologia proposta em relação a topologia convencional utilizando como fator de desempenho a taxa de distorção harmônica (*THD*) e a taxa de distorção harmônica ponderada (*WTHD*).

A *THD* é um fator importante para a análise da poluição harmônica de uma corrente e já a *WTHD* é um fator bastante relevante para a análise da poluição harmônica de uma tensão que usa cada componente harmônica como seu fator ponderado. A *THD* e *WTHD* são definidas por:

$$THD(p)\% = \frac{100}{Y_1} \sqrt{\sum_{n=2}^p (Y_n)^2} \quad (4.1)$$

$$WTHD(p)\% = \frac{100}{Y_1} \sqrt{\sum_{n=2}^p \left(\frac{Y_n}{n}\right)^2} \quad (4.2)$$

onde $n = 2, 3, 4, 5, \dots$ é a ordem do harmônico, Y_1 é a amplitude da tensão fundamental, Y_n é a amplitude do n -ésimo harmônico e p é o número de harmônicos que serão considerados.

Para a análise de distorção harmônica foram simulados os sistemas propostos em regime permanente, em *por unidade* (*pu*). Os parâmetros da simulação são mostrados na Tabela 4.1.

Tabela 4.1: Parâmetros em *pu* utilizados em simulação das topologias propostas.

Parâmetros	Valor
Tensão da rede E_g	$1pu$
Tensão da carga V_l	$1pu$
Corrente da carga I_l	$1pu$
Impedâncias de filtro $z_g = z_{gc} = z_{gnk}/2 = z_l$	$0,005 + j0,05pu$
Fator de potência da carga $\cos(\phi)$	$0,8$
Tensão do barramento CC v_c	$1,1\sqrt{3}pu$
Frequência de chaveamento f_{ch}	$10kHz$

4.2 Análise da Distorção Harmônica do Conversor 10L2BI

Na Figura 4.1 é mostrada a *WTHD* das tensões geradas pelos retificadores 1 e 2 para a topologia proposta [$v_{ga} = (v_{ga1} + v_{ga2})/2$, $v_{gb} = (v_{gb1} + v_{gb2})/2$, $v_{gc} = (v_{s1} + v_{s2})/2$] e pelo retificador para a topologia convencional (v_{ga} , v_{gb} , v_{gc}) e na Figura 4.2 é mostrada a *WTHD* da tensão gerada pelos inversores 1 e 2 para topologia proposta [$v_{la} = (v_{la1} + v_{la2})/2$, $v_{lb} = (v_{lb1} + v_{lb2})/2$, $v_{lc} = -(v_{la} + v_{lb})$] e para a topologia convencional (v_{la} , v_{lb} , v_{lc}) em função do fator de distribuição de roda livre μ .

Nas Figuras 4.1 e 4.2 é apresentada a *WTHD* para as topologias proposta com uma portadora (P-1P), proposta com duas portadoras *PWM* (P-2P), proposta com seis portadoras *PWM* (P-6P) e a topologia Convencional (C).

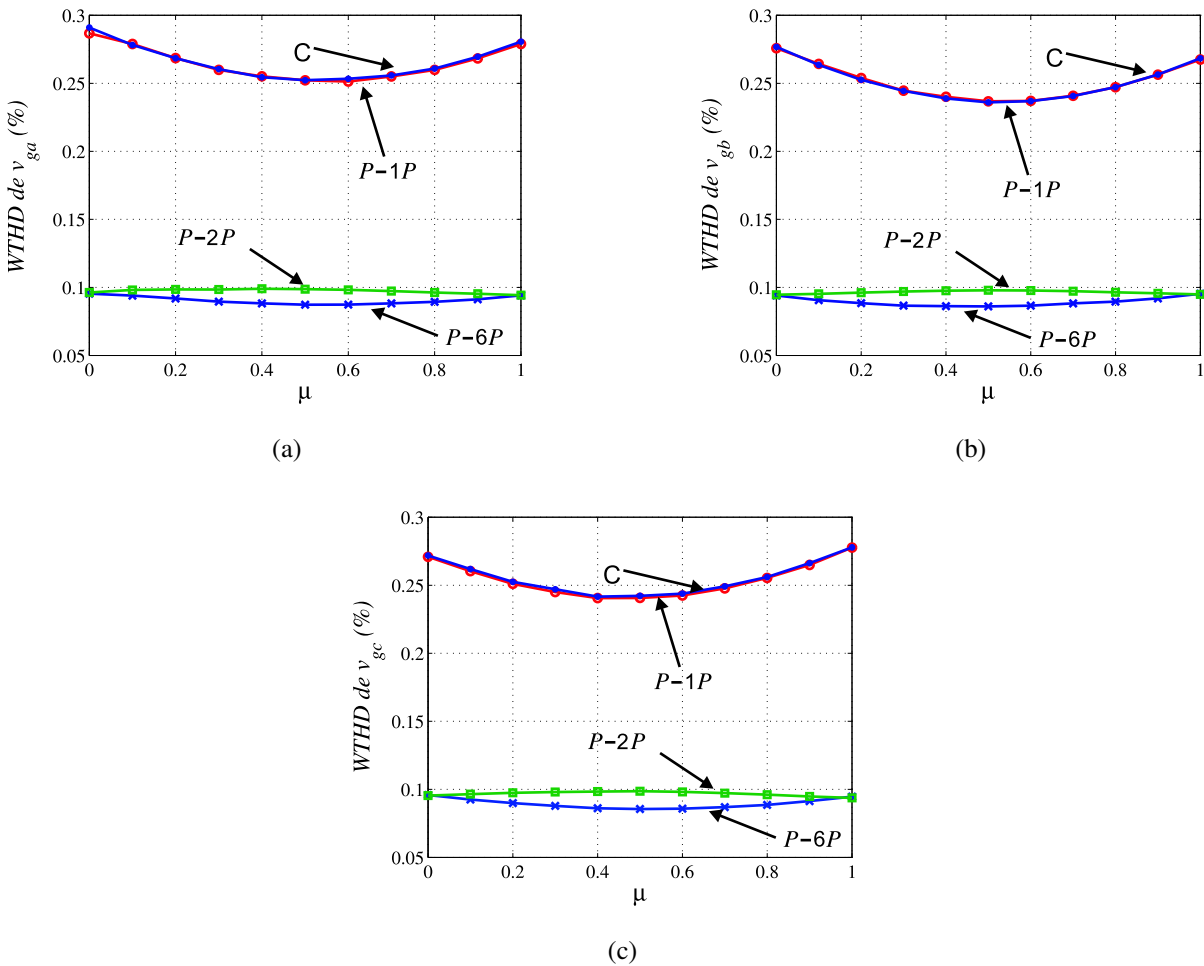


Figura 4.1: *WTHD* das tensões em função do fator de distribuição de roda livre μ da topologia 10L2BI. (a) Tensão v_{ga} . (b) Tensão v_{gb} . (c) Tensão v_{gc} .

As tensões geradas pelos conversores no lado da rede são responsáveis pelo controle das correntes da rede trifásica i_{ga} , i_{gb} , i_{gc} , enquanto as tensões geradas pelos conversores no lado da carga são responsáveis pelo controle das tensões da carga. Portanto, a distorção harmônica das tensões geradas e das correntes da rede e tensões da carga estão diretamente relacionadas. Por isso

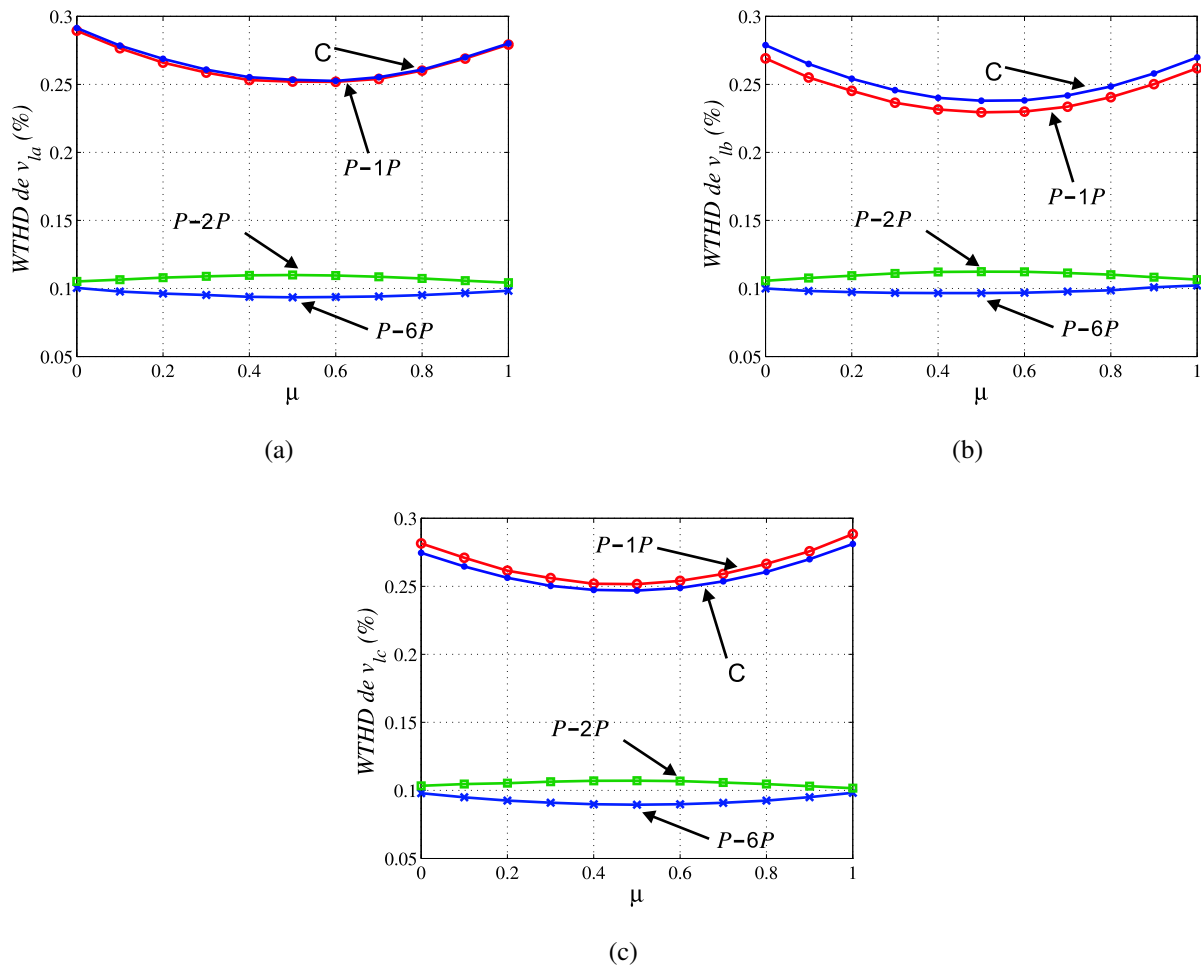


Figura 4.2: WTHD das tensões em função do fator de distribuição de roda livre μ da topologia 10L2BI. (a) Tensão v_{la} . (b) Tensão v_{lb} . (c) Tensão v_{lc} .

analisar-se a WTHD das tensões geradas v_{ga} , v_{gb} , v_{gc} , v_{la} , v_{lb} e v_{lc} .

Nas Figuras 4.1 e 4.2 é observado que a WTHD da topologia proposta com uma portadora PWM tem o mesmo comportamento que a topologia convencional, tanto para lado da rede quanto para o lado da carga. Já com a utilização de duas portadoras PWM a WTHD é melhor em relação a convencional para todos os valores de μ , sendo o melhor resultado quando $\mu = 0$ e $\mu = 1$. Na utilização de seis portadoras PWM, a WTHD é melhor que a topologia proposta com duas portadoras PWM para todos os valores de μ , sendo com $\mu = 0,5$ o melhor resultado apresentado.

A Figura 4.3 apresenta as curvas no tempo da tensão v_{ga} e da tensão v_{la} . Observa-se que para o aumento de uma para duas portadoras, há um aumento de níveis tanto para a tensão da rede v_{ga} como para a da carga v_{la} , proporcionando a melhora na taxa de distorção harmônica como mostrado nas Figuras 4.1 e 4.2.

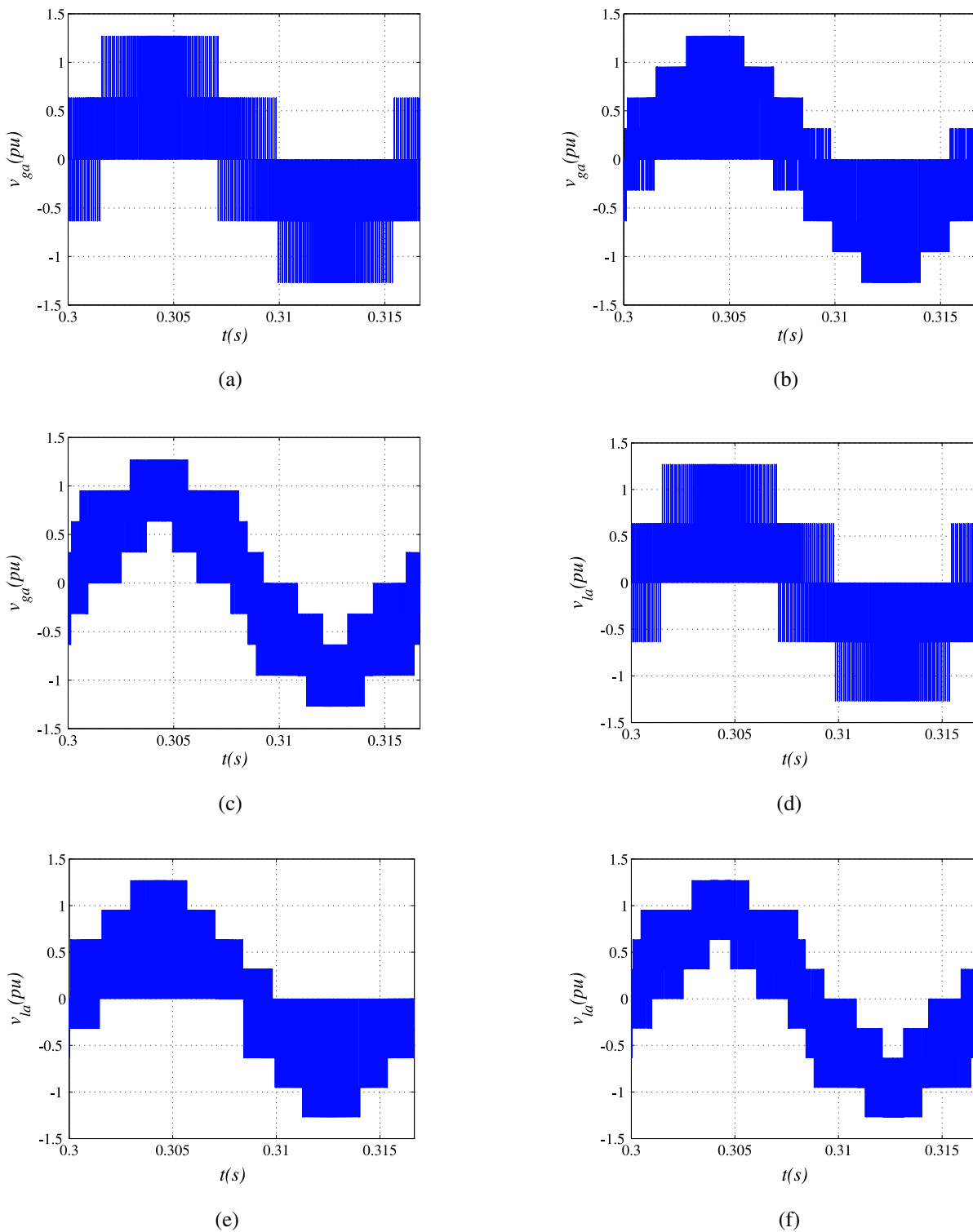


Figura 4.3: Tensão v_{ga} da topologia 10L2BI. (a) Usando uma portadora *PWM* com $\mu = 0,5$. (b) Usando duas portadoras *PWM* com $\mu = 0,5$. (c) Usando seis portadoras *PWM* com $\mu = 0,5$. Tensão v_{la} da topologia 10L2BI. (d) Usando uma portadora *PWM* com $\mu = 0,5$. (e) Usando duas portadoras *PWM* com $\mu = 0,5$. (f) Usando seis portadoras *PWM* com $\mu = 0,5$.

Já quando o número de portadoras é aumentada para seis portadoras o número de níveis não muda, mas há uma melhor distribuição dos pulsos de tensão, de forma que reduz as componentes de alta frequência das correntes da rede, como pode ser visto na Figura 4.4, proporcionando uma redução da taxa de distorção harmônica da corrente como mostrado na Figura 4.5.

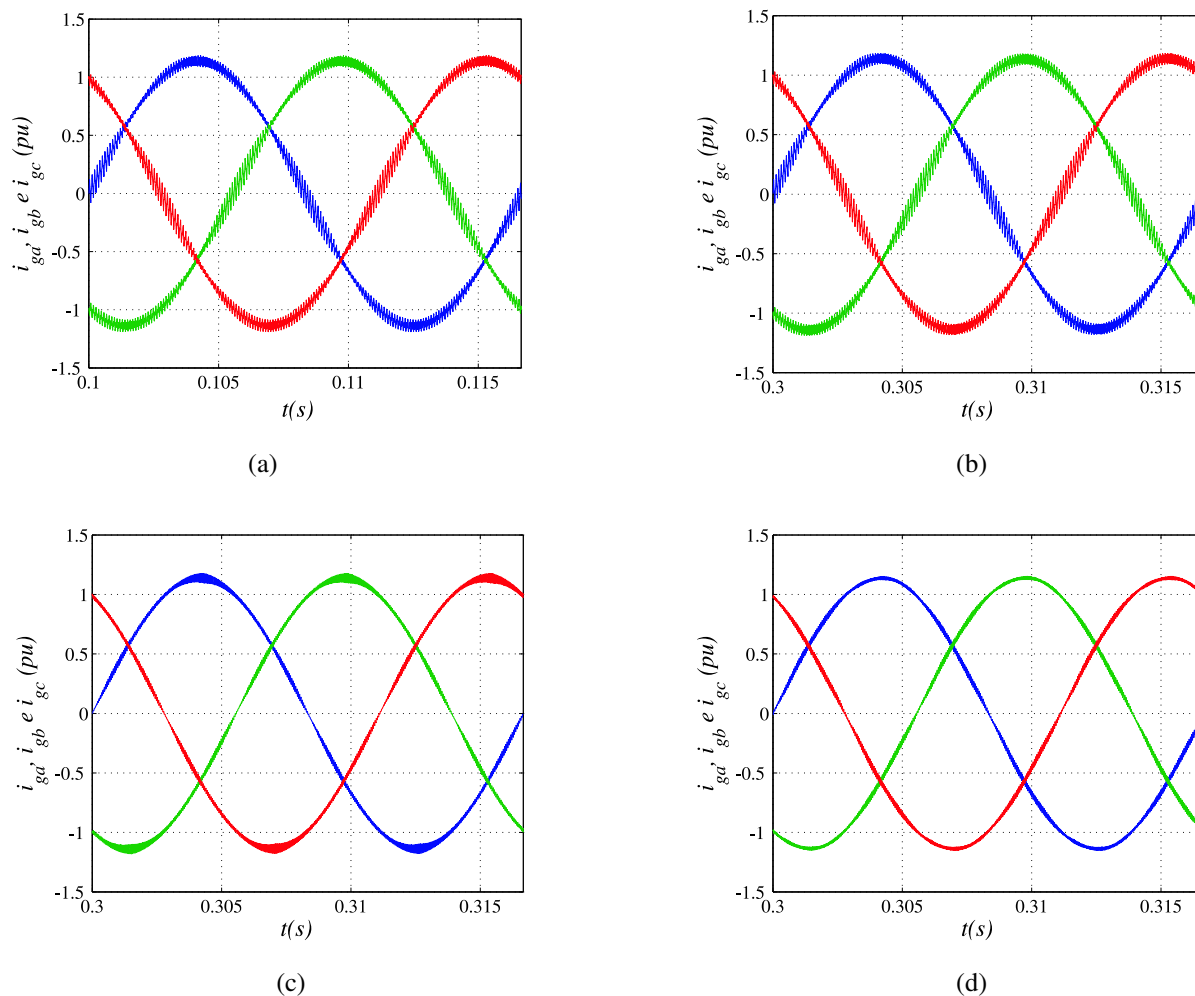


Figura 4.4: (a) Correntes i_{ga} , i_{gb} e i_{gc} da topologia convencional. (b), (c), (d) Correntes i_{ga} , i_{gb} e i_{gc} da topologia 10L2BI. (b) Usando uma portadora PWM com $\mu = 0,5$, (c) Usando duas portadoras PWM com $\mu = 0,5$, (d) Usando seis portadoras PWM com $\mu = 0,5$.

Na Figura 4.5 é observada as taxas de distorção harmônica (*THD*) na corrente que o conversor 10L2BI proporciona na rede elétrica. Observa-se que o sistema com duas e seis portadoras apresenta correntes com menores distorções harmônicas que a configuração convencional e a proposta com uma portadora. Resultados que são comprovados quando comparados com as curvas das correntes da rede dessas configurações, mostrados na Figura 4.4.

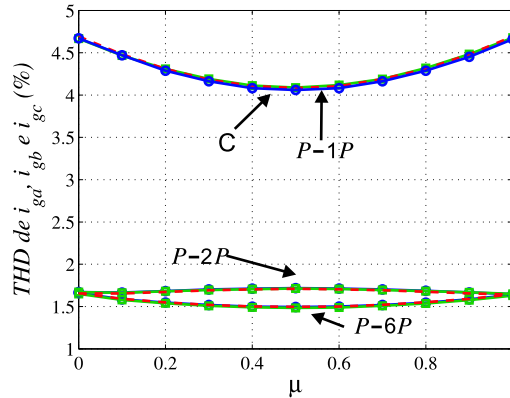


Figura 4.5: THD das correntes i_{ga} , i_{gb} , i_{gc} em função de μ . Para o sistema convencional e o proposto com uma, duas e seis portadoras PWM.

4.3 Análise da Distorção Harmônica do Conversor 10L2B

Na Figura 4.6 a *WTHD* das tensões geradas pelos retificadores 1 e 2 para a topologia proposta [$v_{ga} = (v_{ga1} + v_{ga2})/2$, $v_{gb} = (v_{gb1} + v_{gb2})/2$, $v_{gc} = (v_{s1} + v_{s2})/2$] e pelo retificador para a topologia convencional (v_{ga} , v_{gb} , v_{gc}) e a *WTHD* da tensão gerada pelos inversores 1 e 2 para topologia proposta [$v_{la} = (v_{la1} + v_{la2})/2$, $v_{lb} = (v_{lb1} + v_{lb2})/2$, $v_{lc} = -(v_{la} + v_{lb})$] e para a topologia convencional (v_{la} , v_{lb} , v_{lc}) em função do fator de distribuição de roda livre μ .

As tensões geradas pelos conversores no lado da rede são responsáveis pelo controle das correntes da rede trifásica i_{ga} , i_{gb} , i_{gc} , enquanto as tensões geradas pelos conversores no lado da carga são responsáveis pelo controle das tensões da carga. Portanto, a distorção harmônica das tensões geradas e das correntes da rede e tensões da carga estão diretamente relacionadas. Por isso analisa-se a *WTHD* das tensões geradas v_{ga} , v_{gb} , v_{gc} , v_{la} , v_{lb} e v_{lc} .

Na Figura 4.6 é observado que a *WTHD* da topologia proposta com uma portadora PWM (P-1P) tem o mesmo comportamento que a topologia convencional (C). Já com a utilização de duas portadoras PWM (P-2P) a *WTHD* é melhor que a *WTHD* da topologia a convencional para todos os valores de μ . Na utilização de seis portadoras, a *WTHD* é melhor que a topologia proposta com duas portadoras PWM para todos os valores de μ , sendo com $\mu = 0,5$ o melhor resultado apresentado.

A Figura 4.7 apresenta as curvas no tempo da tensão v_{ga} e da tensão v_{la} . Observa-se que para o aumento de uma para duas portadoras, há um aumento de níveis tanto para a tensão da rede v_{ga} como para a da carga v_{la} , proporcionando a melhora na taxa de distorção harmônica como mostrada na Figura 4.6.

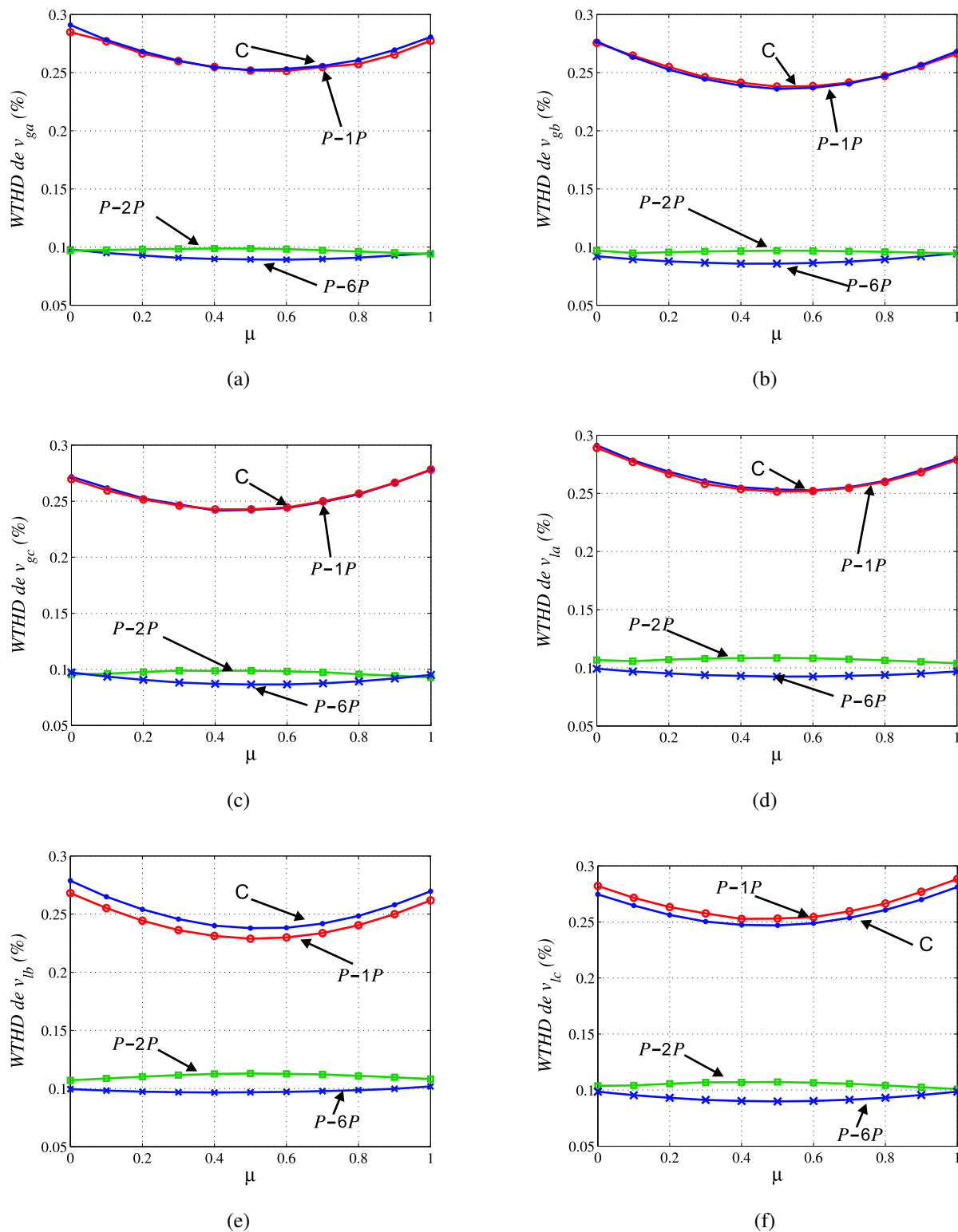


Figura 4.6: $WTHD$ das tensões em função do fator de distribuição de roda livre μ da topologia 10L2B. (a) Tensão v_{ga} . (b) Tensão v_{gb} . (c) Tensão v_{gc} . (d) Tensão v_{la} . (e) Tensão v_{lb} . (f) Tensão v_{lc} .

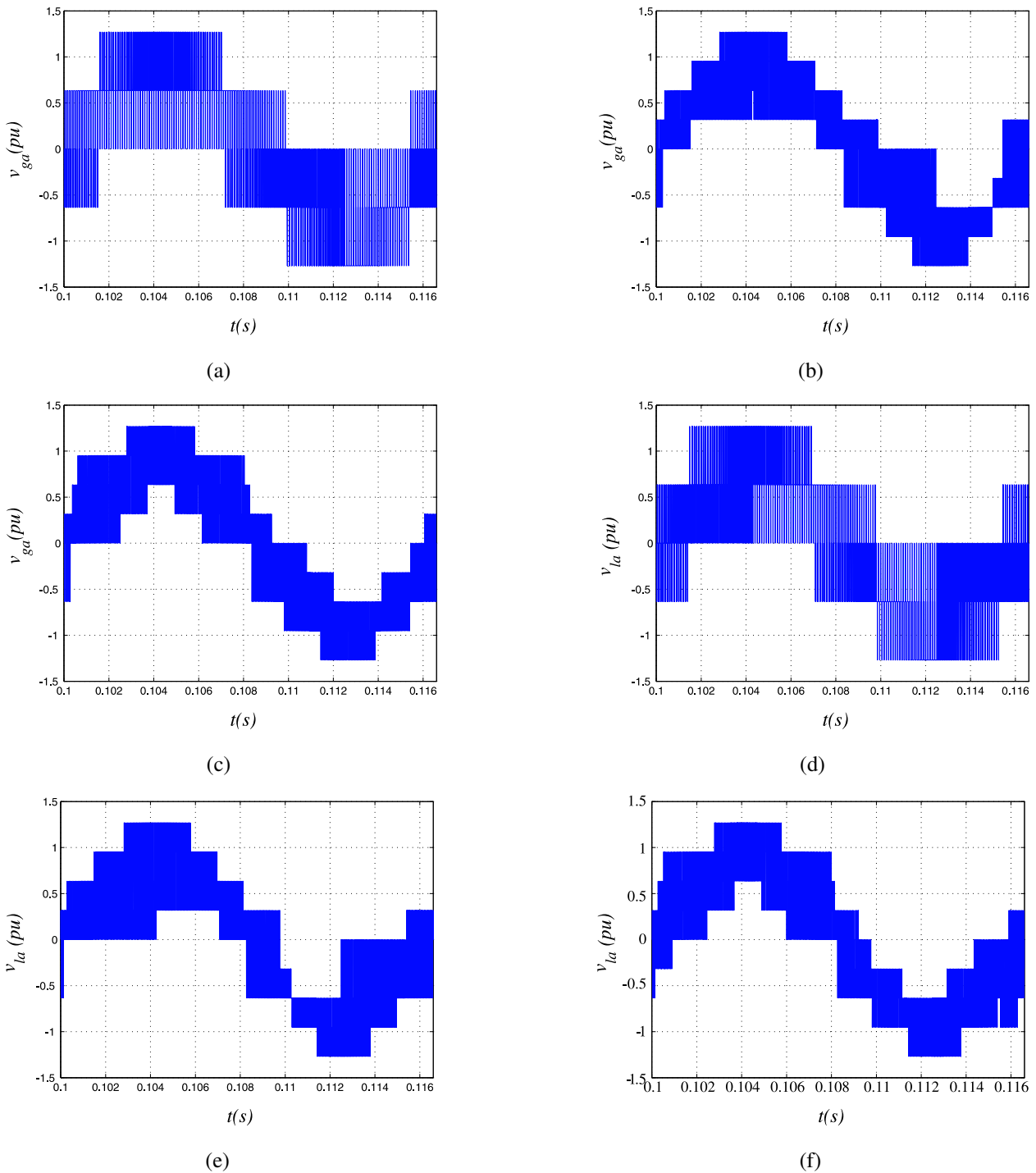


Figura 4.7: Tensão v_{ga} da topologia 10L2B. (a) Usando uma portadora *PWM* com $\mu = 0,5$. (b) Usando duas portadoras *PWM* com $\mu = 0,5$. (c) Usando seis portadoras *PWM* com $\mu = 0,5$. Tensão v_{la} da topologia 10L2B. (d) Usando uma portadora *PWM* com $\mu = 0,5$. (e) Usando duas portadoras *PWM* com $\mu = 0,5$. (f) Usando seis portadoras *PWM* com $\mu = 0,5$.

Já quando o número de portadoras é aumentada para seis portadoras *PWM*, o número de níveis não muda, mas a distribuição dos níveis ocorre de forma a suavizar a forma de onda das correntes, como pode ser visto na Figura 4.8, proporcionando a melhora na taxa de distorção harmônica da corrente como mostrada na Figura 4.9.

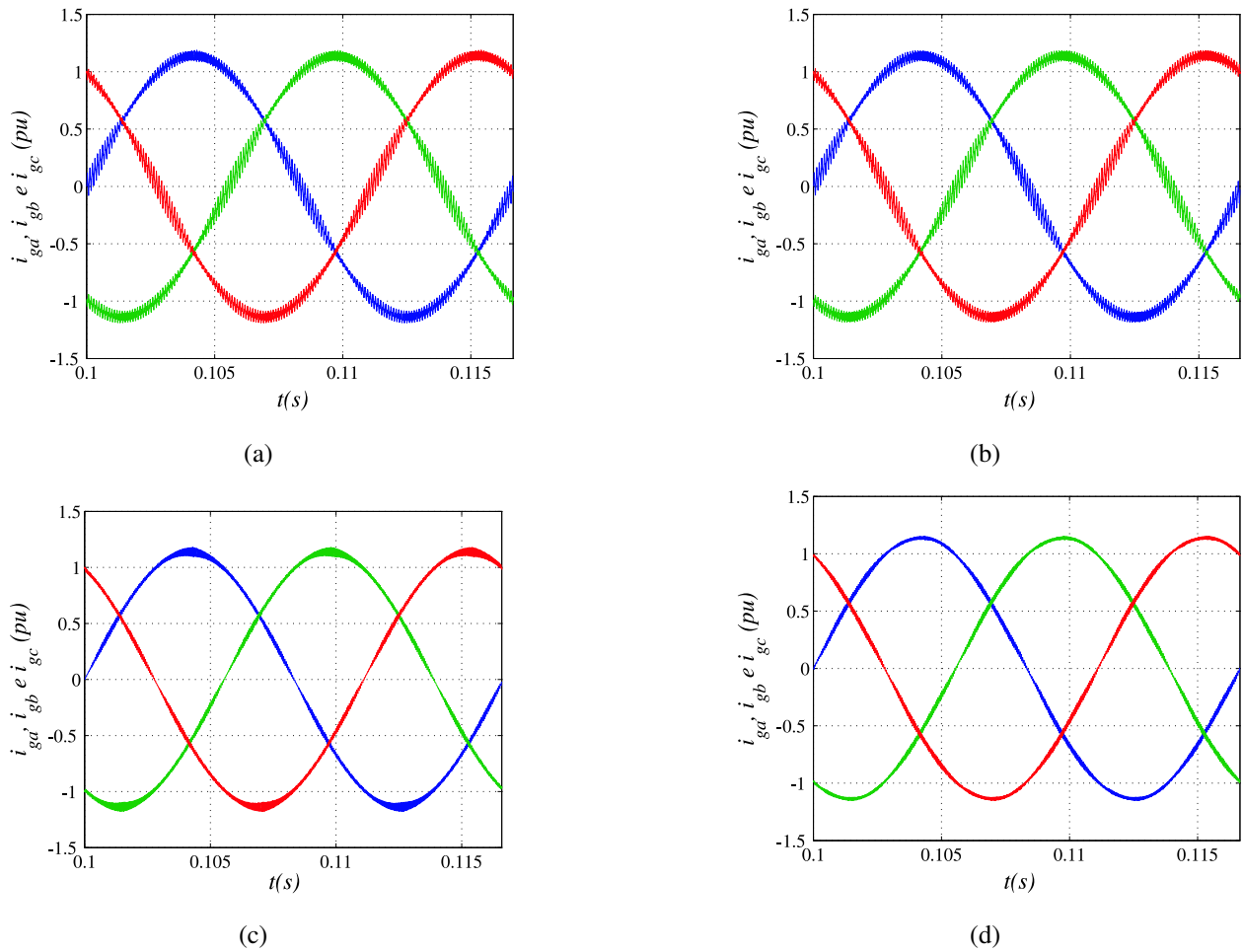


Figura 4.8: (a) Correntes i_{ga} , i_{gb} e i_{gc} da topologia convencional. (b), (c), (d) Correntes i_{ga} , i_{gb} e i_{gc} da topologia 10L2B. (b) Usando uma portadora PWM com $\mu = 0,5$, (c) Usando duas portadoras PWM com $\mu = 0,5$. (d) Usando seis portadoras PWM com $\mu = 0,5$.

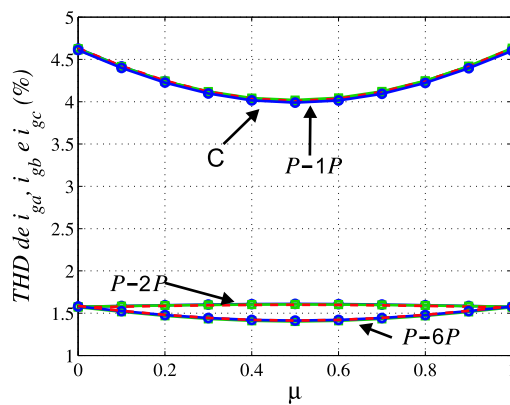


Figura 4.9: THD das correntes i_{ga} , i_{gb} , i_{gc} em função de μ . Para a topologia convencional e a topologia proposto com uma, duas e seis portadoras PWM .

Na Figura 4.9 é observada a taxa de distorção harmônica (THD) nas correntes que o conversor 10L2B proporciona na rede elétrica. Observa-se que a topologia proposta com duas e seis portadoras PWM apresenta correntes com menores distorções harmônicas que as configurações

convencional e proposta com uma portadora *PWM*. Esses resultados da distorção harmônica da corrente da rede estão de acordo com as curvas das correntes mostradas na Figura 4.8.

Outro resultado importante é o comportamento das distorções harmônicas das correntes internas com relação ao número de portadoras, que é mostrado na Figura 4.10.

Na Figura 4.10 observa-se que ocorre o inverso do que acontece com as correntes externas. A distorção das correntes aumentam com o aumento do número de portadoras, podendo implicar no aumento das perdas de chaveamento dos conversores e na limitação na redução dos indutores de filtro.

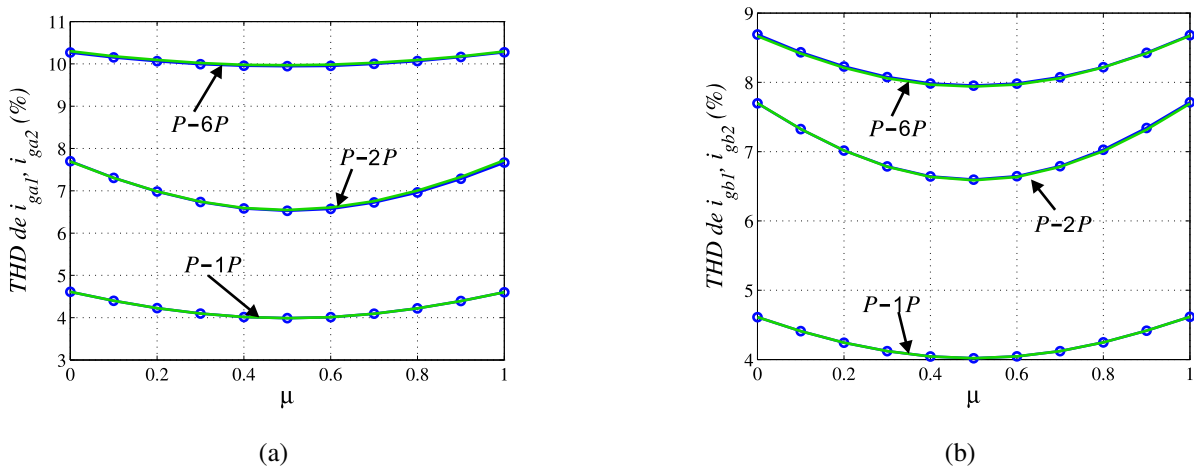


Figura 4.10: *THD* das correntes i_{ga} , i_{gb} , i_{gc} em função de μ . Para a topologia convencional e a topologia proposto com uma, duas e seis portadoras *PWM*. *THD* das correntes internas em função de μ com uma, duas e seis portadoras *PWM*. (a) i_{ga1} , i_{ga2} (b) i_{gb1} , i_{gb2} .

Na Tabela 4.2 é mostrado os resultados do *WTHD* da topologia 10L2B em relação a convencional. Nela observa-se que o melhor resultado é obtido com seis portadoras *PWM* e $\mu = 0,5$, com redução das distorções harmônicas das variáveis de entrada e saída em 60% em relação a topologia convencional.

Tabela 4.2: *WTHD* da topologia com 10 braços e dois barramentos *CC* (10L2B).

PWM		$P-1P$	$P-2P$		$P-6P$
		$\mu = 0,5$	$\mu = 0,5$	$\mu = 0$ ou 1	$\mu = 0,5$
<i>WTHD</i>	v_{ga}	1,0	0,41	0,40	0,36
	v_{la}	1,0	0,47	0,44	0,40

4.4 Análise da Distorção Harmônica do Conversor 9L1BI

É mostrado na Figura 4.11 a *WTHD* das tensões geradas pelos retificadores 1 e 2 para a topologia 9L1BI (v_{ga}, v_{gb}, v_{gc}) e na Figura 4.12 é mostrado a *WTHD* da tensão gerada pelos inversores 1 e 2 para topologia 9L1BI (v_{la}, v_{lb}, v_{lc}) em função do fator de distribuição de roda livre μ . Os resultados foram obtidos de acordo com parâmetros mostrados na Tabela 4.1.

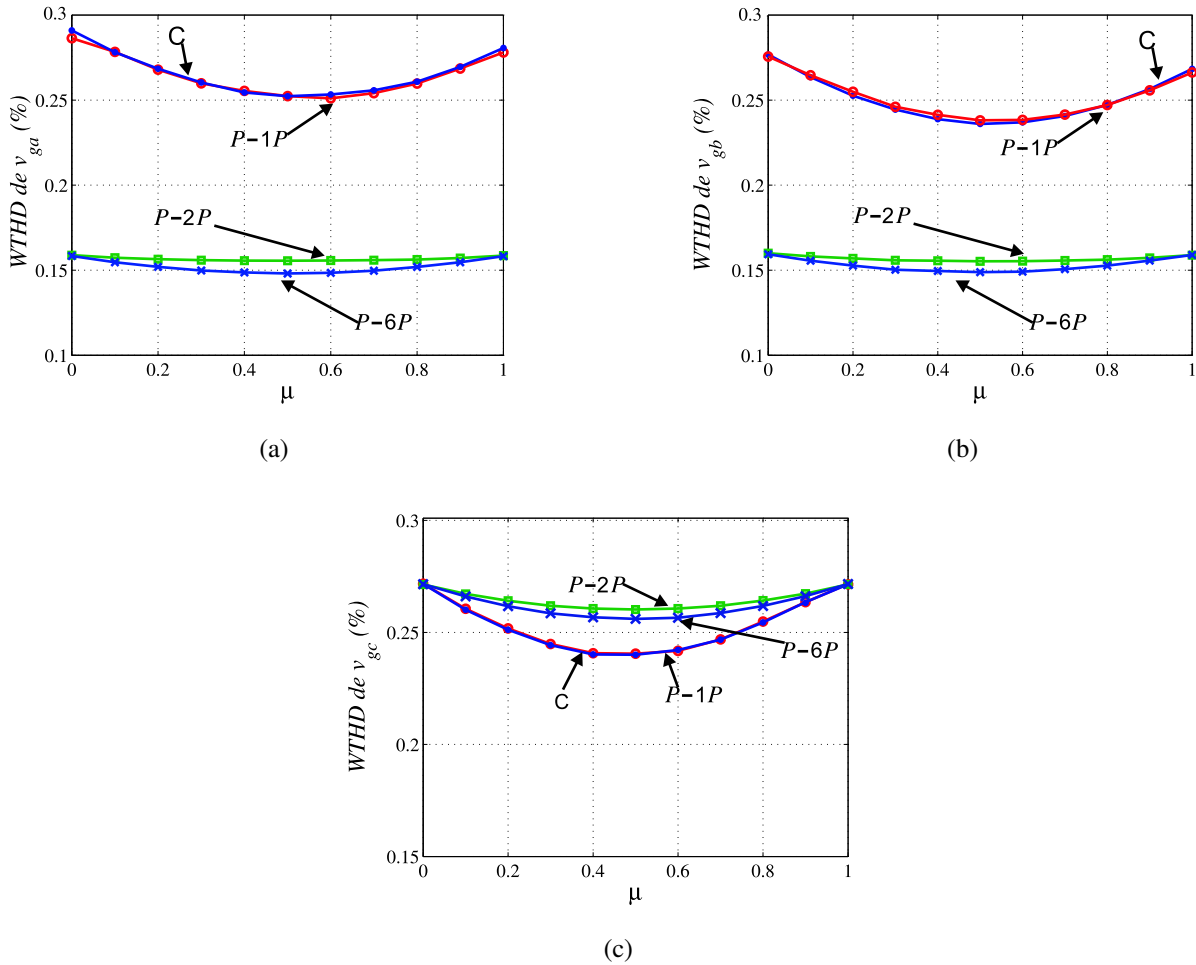


Figura 4.11: *WTHDs* das tensões em função do fator de distribuição de roda livre μ da topologia 9L1BI. (a) Tensão v_{ga} . (b) Tensão v_{gb} . (c) Tensão v_{gc} .

A partir da Figura 4.11 observa-se que a *WTHD* das tensões v_{ga} e v_{gb} para a topologia proposta com duas portadoras *PWM* apresenta-se menor que a topologia com uma portadora *PWM*. Entretanto, para a tensão v_{gc} a *WTHD* da topologia proposta com duas portadoras maior que a *WTHD* da topologia com uma portadora *PWM*, devido ao não paralelismo de braços para essa fase portanto não promovendo pulsos intercalados. Para as tensões v_{la}, v_{lb} e v_{lc} a *WTHD*, mostrada na Figura 4.12, terão a mesma característica que as variáveis de entrada.

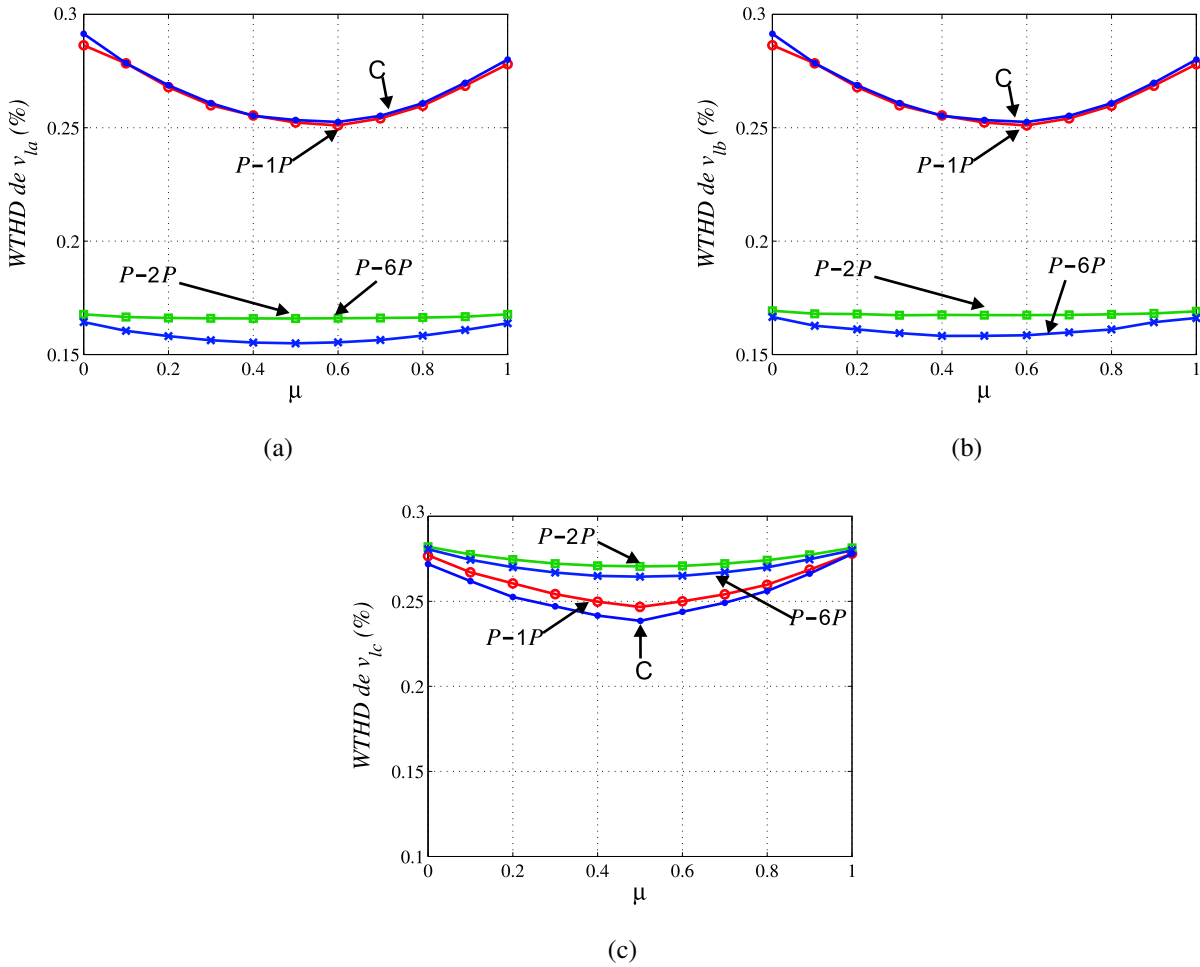


Figura 4.12: WTHDs das tensões em função do fator de distribuição de roda livre μ da topologia 9L1BI. (a) Tensão v_{la} . (b) Tensão v_{lb} . (c) Tensão v_{lc} .

As Figuras 4.13 e 4.14 apresentam as curvas no tempo da tensão v_{ga} e das correntes da rede (i_{ga} , i_{gb} , i_{gc}), respectivamente. Observa-se que para o fator de distribuição da roda livre μ iguais a 0 e 1, há uma faixa de 120° onde o número de níveis das tensões da entrada é maior que nas demais regiões, como visto na Figura 4.13, e nessa mesma faixa observa-se que as ondulações nas correntes de entrada diminuíram, como pode ser visto na Figura 4.14. Observa-se também que a faixa com maior número de níveis da tensão v_{ga} , é localizada em diferentes pontos para $\mu = 0$ [Figura 4.13(b)] e $\mu = 1$ [Figura 4.13(f)].

Desses resultados, observa-se que é possível otimizar os níveis nas tensões de entrada do retificador e os níveis nas tensões da saída do inversor fazendo $\mu = 0$ e $\mu = 1$ de forma alternada. Isto será melhor analisado na análise da configuração do Conversor 9L1B.

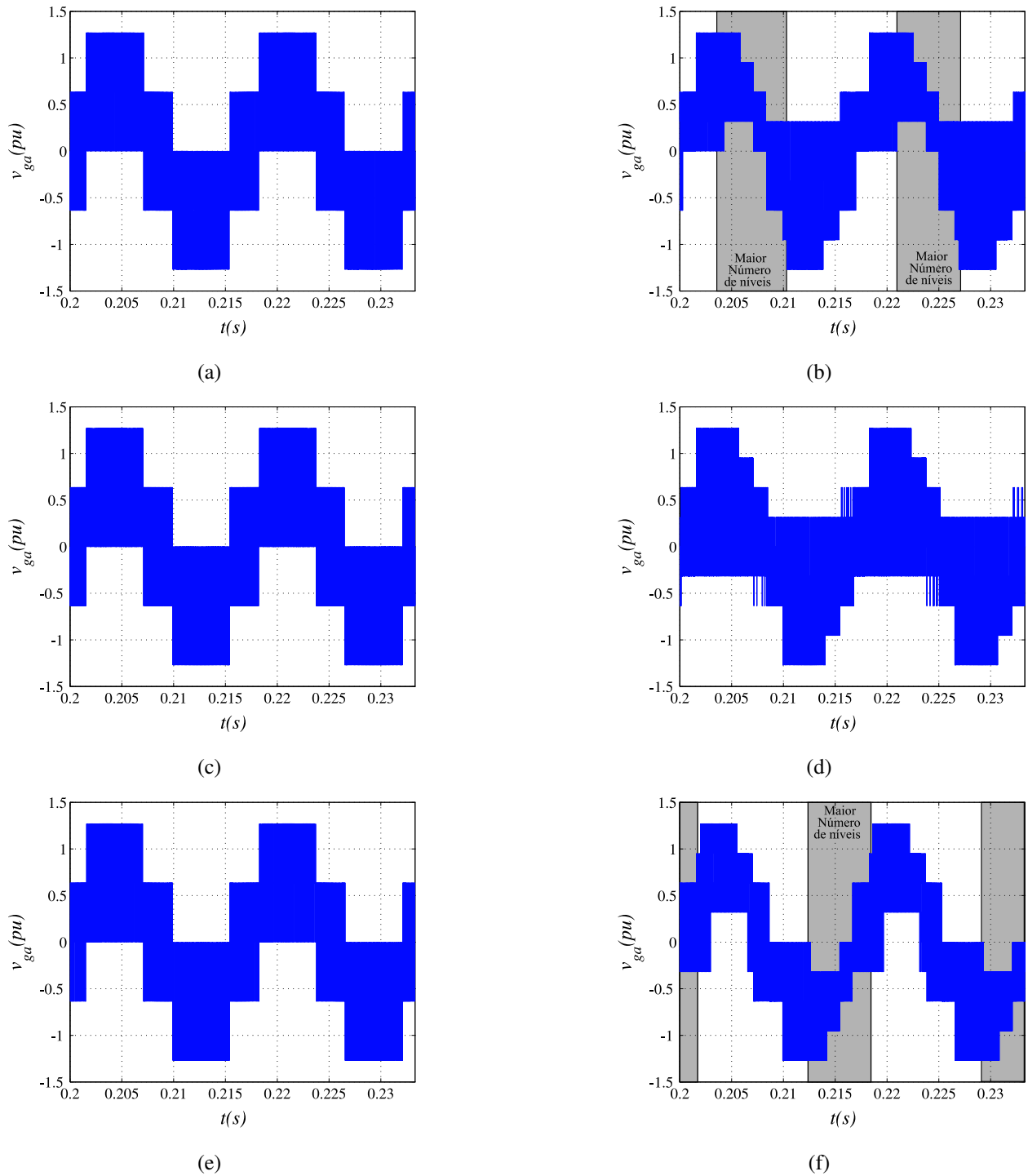


Figura 4.13: Tensão v_{ga} da topologia 9L1BI. (a) Usando uma portadora PWM com $\mu = 0$. (b) Usando duas portadoras PWM com $\mu = 0$. (c) Usando uma portadora PWM com $\mu = 0,5$. (d) Usando duas portadoras PWM com $\mu = 0,5$. (e) Usando uma portadora PWM com $\mu = 1$. (f) Usando duas portadoras PWM com $\mu = 1$.

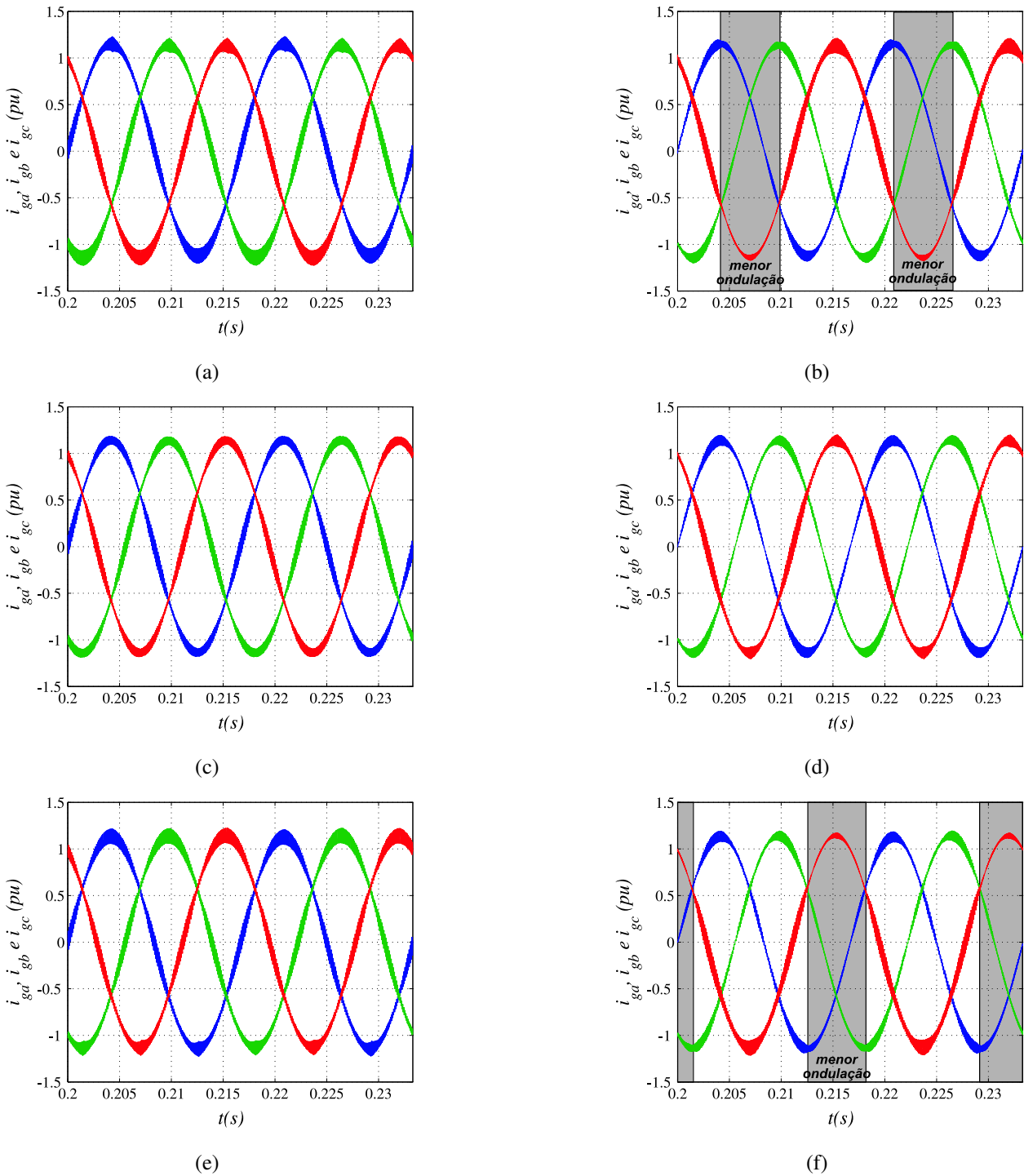


Figura 4.14: Corrente i_g da topologia 9L1BI. (a) Usando uma portadora *PWM* com $\mu = 0$. (b) Usando duas portadoras *PWM* com $\mu = 0$. (c) Usando uma portadora *PWM* com $\mu = 0,5$. (d) Usando duas portadoras *PWM* com $\mu = 0,5$. (e) Usando uma portadora *PWM* com $\mu = 1$. (f) Usando duas portadoras *PWM* com $\mu = 1$.

4.5 Análise da Distorção Harmônica do Conversor 9L1B

Na Figura 4.15 é apresentada as curvas da $WTHD$ das tensões geradas pelos retificadores 1 e 2 (v_{ga}, v_{gb}, v_{gc}) para a topologia proposta e na Figura 4.16 é apresentada as curvas da $WTHD$ da tensões geradas pelos inversores 1 e 2 (v_{la}, v_{lb}, v_{lc}) para a topologia proposta em função do fator de distribuição de roda livre μ . Para a topologia proposta foi analisada com uma, duas e seis portadoras PWM . Os resultados foram obtidos de acordo com parâmetros mostrados na Tabela 4.1.

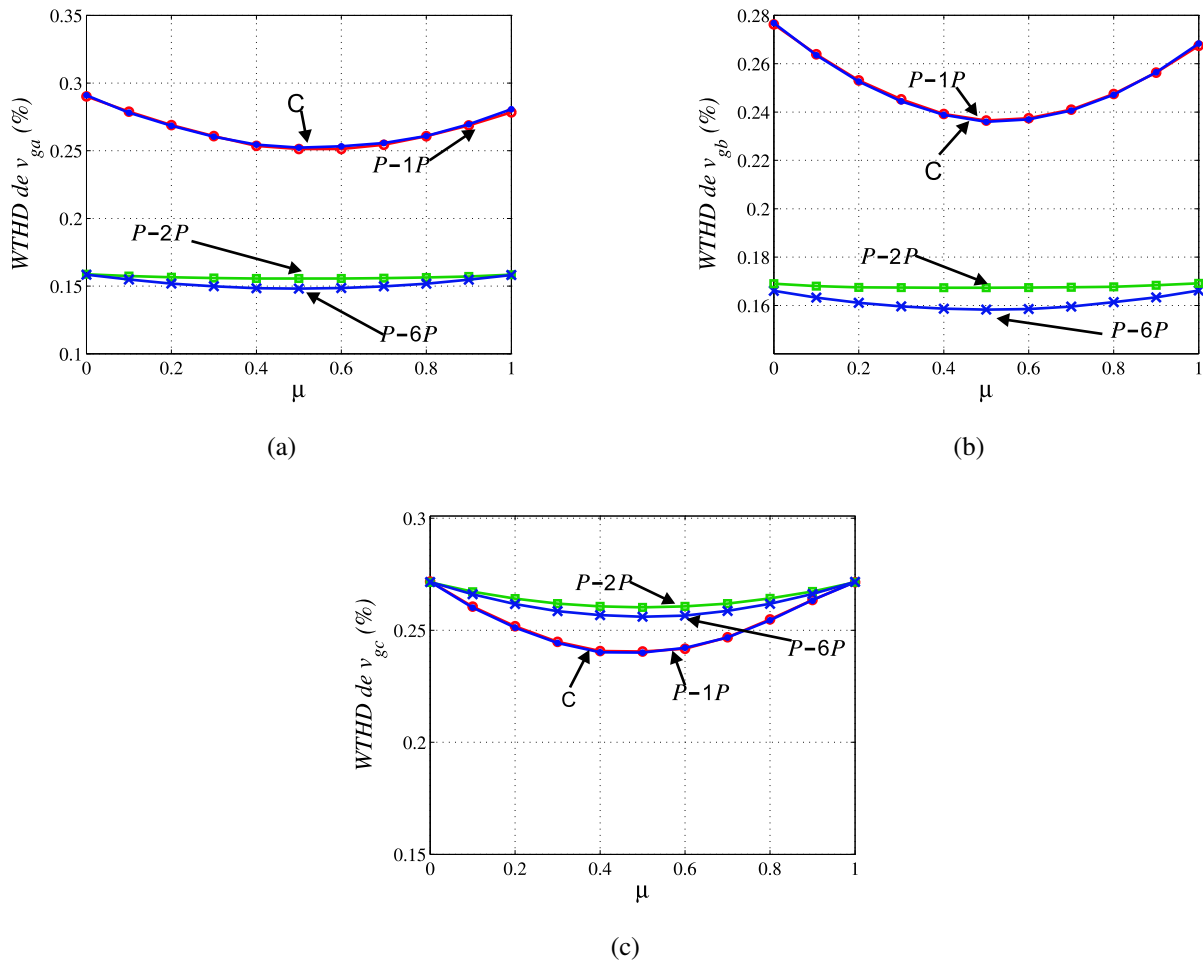


Figura 4.15: $WTHDs$ das tensões em função do fator de distribuição de roda livre μ da topologia 9L1B. (a) Tensão v_{ga} . (b) Tensão v_{gb} . (c) Tensão v_{gc} . (d) Tensão v_{la} . (e) Tensão v_{lb} . (f) Tensão v_{lc} .

A partir da Figura 4.15 observa-se que o comportamento apresentado da $WTHD$, para as tensões v_{ga} e v_{gb} , é o mesmo que vimos nas configurações com dez braços (veja as Figuras 4.1, 4.2 e 4.6). Onde para estas tensões, a $WTHD$ para a topologia proposta com duas portadoras PWM apresenta-se menor que a topologia com uma portadora PWM para qualquer valor de μ . A topologia proposta com seis portadoras PWM apresenta menor distorção que a topologia proposta com duas portadoras PWM . Entretanto, para topologia proposta a $WTHD$ da tensão v_{gc} apresenta-se para topologia proposta com duas portadoras PWM é maior que a $WTHD$ obtida com topologia proposta com uma portadora PWM , devido ao não paralelismo de braços para essa fase, portanto não promovendo

pulsos intercalados. Já para as tensões v_{la} , v_{lb} e v_{lc} a *WTHD*, como mostrada na Figura 4.16, terão a mesma característica que as variáveis de entrada.

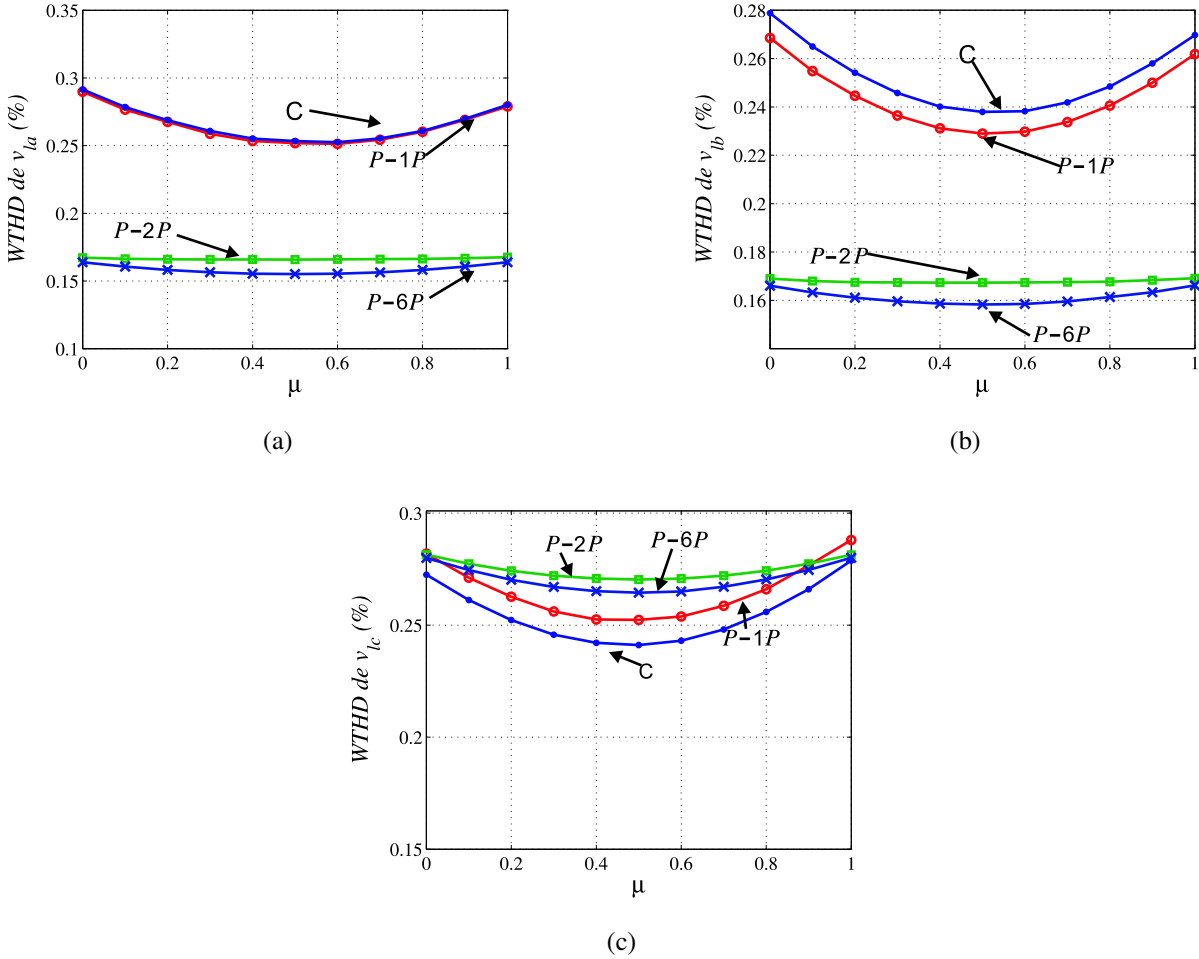


Figura 4.16: *WTHDs* das tensões em função do fator de distribuição de roda livre μ da topologia 9L1B. (a) Tensão v_{ga} . (b) Tensão v_{gb} . (c) Tensão v_{gc} . (d) Tensão v_{la} . (e) Tensão v_{lb} . (f) Tensão v_{lc} .

As Figuras 4.17 e 4.18 apresentam as curvas no tempo da tensão v_{ga} e das correntes da rede (i_{ga} , i_{gb} , i_{gc}), respectivamente. Observa-se que para o fator de distribuição de roda livre μ iguais a 0 e 1, há uma faixa de 120° onde o número de níveis das tensões da entrada é maior que nas demais faixas, como visto na Figura 4.17, e nessa mesma faixa observa-se que as ondulações nas correntes de entrada diminuiram, como visto na Figura 4.18. Também pode-se observar que para $\mu = 0$ e $\mu = 1$ as faixas de menor ondulação são localizadas em diferentes pontos do período.

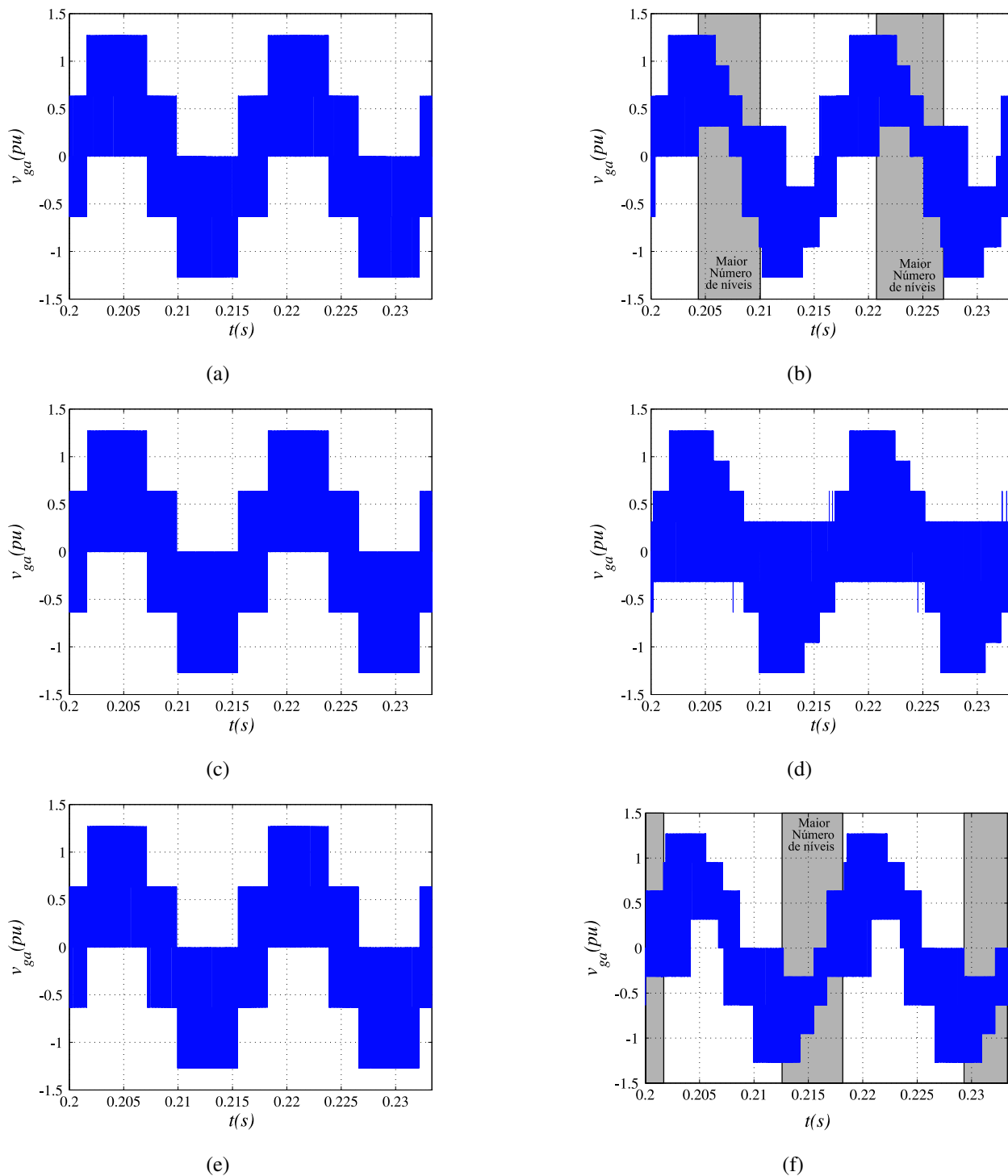


Figura 4.17: Tensão v_{ga} da topologia 9L1B. (a) Usando uma portadora PWM com $\mu = 0$. (b) Usando duas portadoras PWM com $\mu = 0$. (c) Usando uma portadora PWM com $\mu = 0,5$. (d) Usando duas portadoras PWM com $\mu = 0,5$. (e) Usando uma portadora PWM com $\mu = 1$. (f) Usando duas portadoras PWM com $\mu = 1$.

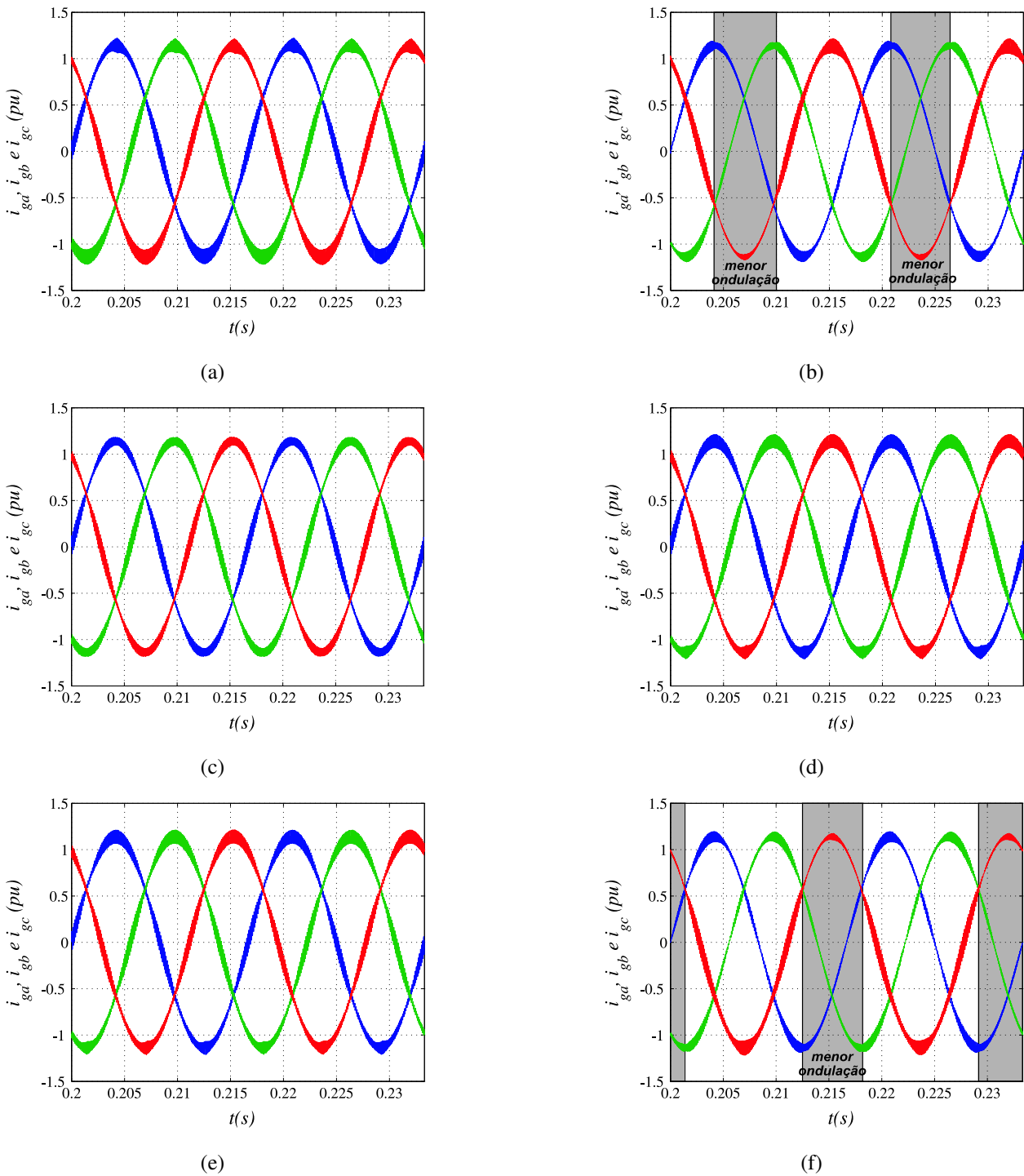


Figura 4.18: Corrente i_g da topologia 9L1B. (a) Usando uma portadora *PWM* com $\mu = 0$. (b) Usando duas portadoras *PWM* com $\mu = 0$. (c) Usando uma portadora *PWM* com $\mu = 0,5$. (d) Usando duas portadoras *PWM* com $\mu = 0,5$. (e) Usando uma portadora *PWM* com $\mu = 1$. (f) Usando duas portadoras *PWM* com $\mu = 1$.

Desses resultados, observa-se que é possível otimizar os níveis nas tensões de entrada do retificador e os os níveis nas tensões da saída do inversor fazendo $\mu = 0$ quando $v_{ac} > 0$ e $v_{bc} > 0$ e $\mu = 1$ quando $v_{ac} < 0$ e $v_{bc} < 0$, como pode ser visto na Figura 4.19.

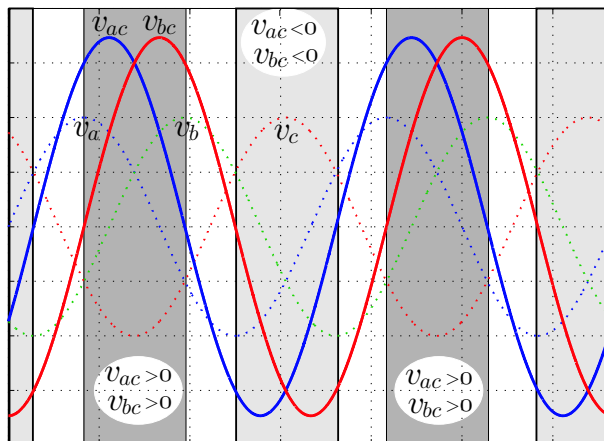


Figura 4.19: Disposição das tensões v_{ac} e v_{bc} em relação as tensões de fase.

Como observa-se na Figura 4.19 a duas faixas de 60° a cada período que não é possível grampear. Na tentativa de procurar um valor de μ dentre destas faixas de 60° que tenha a menor distorção nas tensões obteve-se os resultados apresentados na Figura 4.20. Nessa figura mostras as curvas da *WTHD* das tensões da rede em função de μ , com μ variando apenas nesses dois intervalos de 60° que μ não é grampeado.

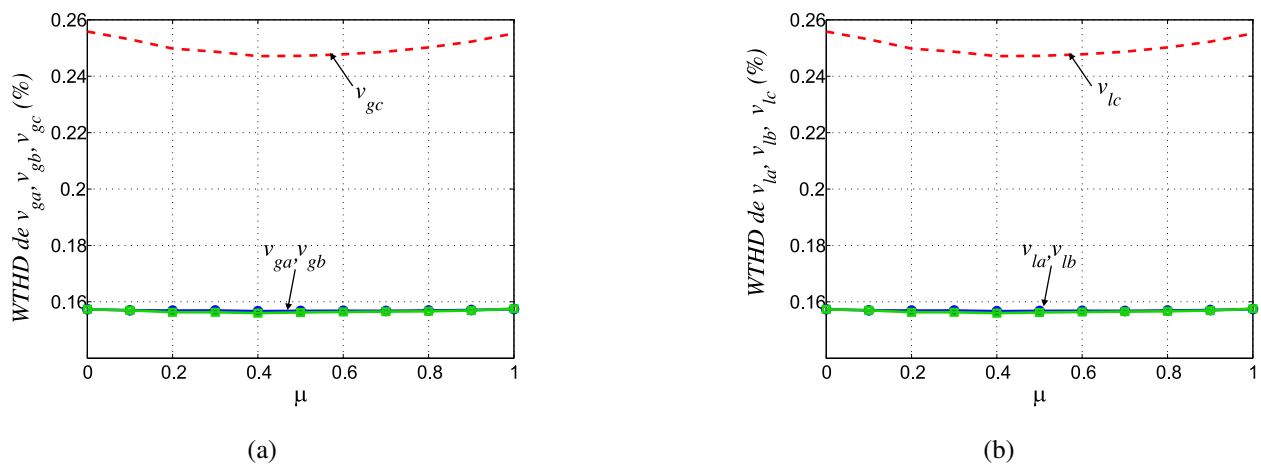


Figura 4.20: Análise da distorção harmônica da topologia 9L1B, para μ grampeado.

Na Figura 4.20, observa-se que a *WTHD* para as correntes das fases com paralelismo não há diferença com a variação do μ . Entretanto o mesmo não é verificado para a fase do braço compartilhado, observa-se que o melhor caso é encontrado para $\mu = 0,5$. Portanto, para obter a menor *THD* possível será analisada a topologia com $\mu = 0$ quando $v_{ac} > 0$ e $v_{bc} > 0$, com $\mu = 1$ quando $v_{ac} < 0$ e $v_{bc} < 0$ e com $\mu = 0,5$ para os outros 120° , conforme mostrado na Figura 4.21(e).

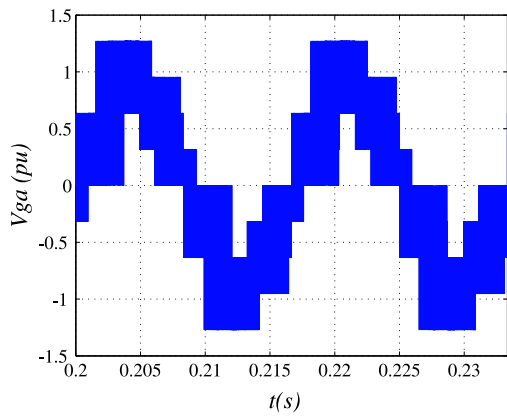
Outra disposição que será utilizada é com $\mu = 0$ em 180° e com $\mu = 1$ nos outros 180° , como mostrado na Figura 4.21(f). Essa estrutura apesar de não ser a melhor em relação a *THD* entretanto devido o grampeamento do braço compartilhado, ela certamente terá uma maior redução nas perdas dos semicondutores.

Na Figura 4.21 apresentam as curvas no tempo da tensão v_{ga} , das correntes da rede (i_{ga}, i_{gb}, i_{gc}) e do valor do fator de distribuição de roda livre (μ). Observa-se que nos pontos onde houve o grampeamento as harmônicas das correntes diminuíram consideravelmente.

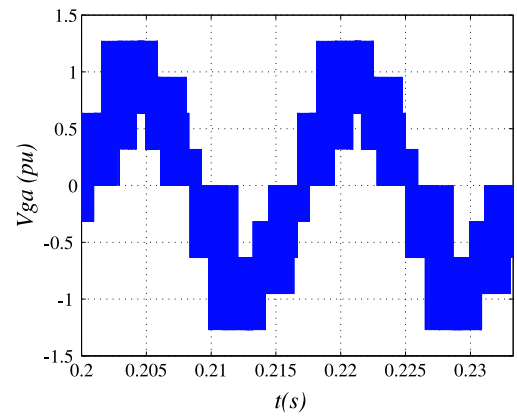
Na tabela 4.3 é apresentado os resultados de *WTHD* para a topologia 9L1B em relação a convencional. Observa-se que usando duas ou seis portadoras *PWM* as tensões das fases que têm braços em paralelo, a distorção harmônica é reduzida, o mesmo não acontece para a fase do braço compartilhado (tensões v_{gc} e v_{lc}).

Tabela 4.3: *WTHD* da topologia com 9 Braços e um barramento *CC* (9L1B).

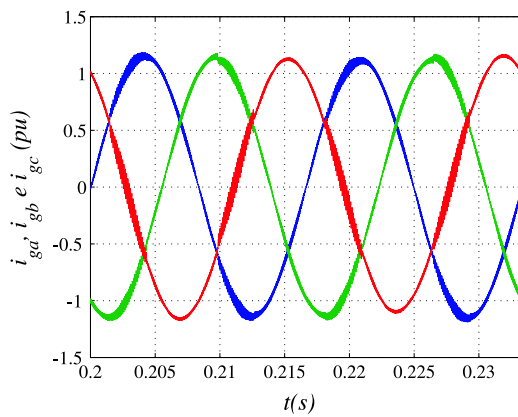
PWM		<i>P-1P</i>	<i>P-2P</i>				<i>P-6P</i>
		$\mu = 0,5$	$\mu = 0,5$	$\mu = 0$ ou 1	$\mu = 0/1/0,5$	$\mu = 0/1$	$\mu = 0,5$
<i>WTHD</i>	v_{ga}	1,0	0,66	0,66	0,65	0,67	0,63
	v_{gc}	1,0	1,08	1,08	1,0	1,05	1,07
	v_{la}	1,0	0,66	0,66	0,65	0,67	0,62
	v_{lc}	1,0	1,12	1,12	1,0	1,05	1,07



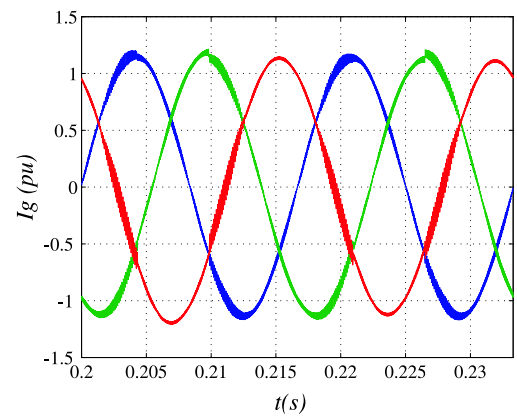
(a)



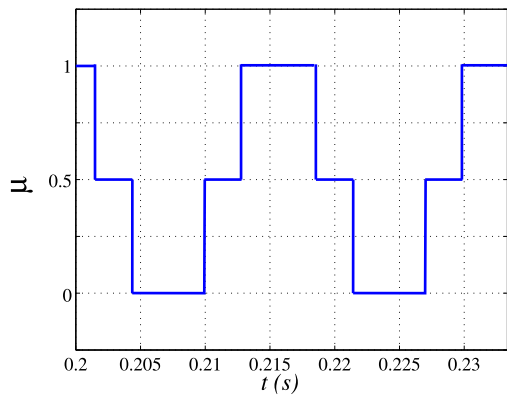
(b)



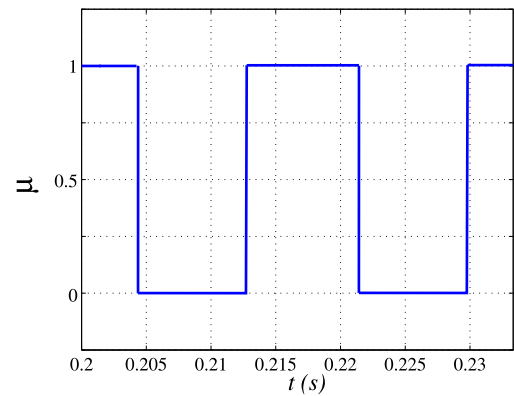
(c)



(d)



(e)



(f)

Figura 4.21: (a)Curva da tensão v_{ga} com $\mu = 0/1/0,5$, (b) Curva da tensão v_{ga} com $\mu = 0/1$, (c) Curva das corrente i_{ga}, i_{gb}, i_{gc} com $\mu = 0/1/0,5$, (d) Curva das corrente i_{ga}, i_{gb}, i_{gc} com $\mu = 0/1$, (e) Curva da variação de μ para $\mu = 0/1/0,5$, (f)Curva da variação de μ para $\mu = 0/1$, para a topologia 9L1B usando duas portadoras *PWM*.

4.6 Conclusão

Neste capítulo, foi apresentado o estudo das distorções harmônicas das topologias de conversores em paralelo propostas neste trabalho. A análise das taxas de distorção harmônica tem o propósito de avaliar e comparar se as topologias propostas apresentadas têm melhor desempenho que a topologia convencional.

Para os conversores com Dez Braços (10L2BI, 10L1BI e 10L2B) utilizando uma portadora *PWM*, a distorção harmônica das correntes da rede e das tensões na carga são mesmas da obtidas com que a topologia convencional. Já com a utilização de duas ou seis portadoras *PWM*, observou-se que a topologia proposta apresenta taxa de distorção harmônica menor nas correntes da rede e nas tensões da carga que a convencional. Entretanto, a desvantagem da topologia proposta é que as correntes internas apresentam um aumento na taxa de distorção harmônica com o aumento do número de portadoras *PWM*, o que pode acarretar no aumento das perdas de chaveamento dos conversores e na limitação da redução dos indutores de filtro.

Os conversores com Nove Braços (9L2BI, 9L1BI e 9L1B), o aumento de portadoras *PWM*, apesar de melhorar a taxa de distorção harmônica nas fases que apresentam paralelismo, entretanto o mesmo não se verifica na fase compartilhada. Na análise de regime permanente observou-se que as correntes com duas ou seis portadoras *PWM* apresentam regiões com menor distorção harmônica em diferentes setores da curva das correntes da rede e das tensões da carga para $\mu = 0$ e $\mu = 1$. Desta forma, com o objetivo de reduzir a *THD* das correntes da rede, utilizou-se o grampeamento nessas regiões. Porém, com o grampeamento só foi possível reduzir as componentes de alta frequência durante dois intervalos de 120° , desta forma limitando a redução na distorção harmônica das correntes da rede.

Capítulo 5

Análise do Barramento

5.1 Introdução

Neste capítulo, será feito a análise do barramento *CC* das topologias 10L2B e 9L1B. Portanto será analisado tanto o nível de barramento *CC* como também será analisado as perdas no barramento *CC* das topologias propostas em relação a topologia convencional.

5.2 Nível de Tensão

Para a análise do nível de tensão desejado, no barramento *CC*, serão negligenciadas as oscilações de tensão no barramento e o sistema será considerado equilibrado. Assim, a partir das equações (2.219)-(2.227), a tensão mínima desejada no barramento *CC* para a topologia 10L2B é

$$v_{c1}^* \geq \max |v_{nj10_1}^* - v_{mk10_1}^*| \quad (5.1)$$

$$v_{c1}^* \geq \max |v_{nj10_1}^* - v_{s10_1}^*| \quad (5.2)$$

$$v_{c2}^* \geq \max |v_{nj20_2}^* - v_{mk20_2}^*| \quad (5.3)$$

$$v_{c2}^* \geq \max |v_{nj20_2}^* - v_{s20_2}^*| \quad (5.4)$$

para $m, n = g, l$ e $j, k = a, b$. A partir das equações (2.138)-(2.141) e (2.145)-(2.148), define-se a tensão mínima necessária para o barramento

$$v_{ck}^* \geq \max |v_{g\alpha} - v_{g\beta}| \quad (5.5)$$

$$v_{ck}^* \geq \max |v_{l\alpha} - v_{l\beta}| \quad (5.6)$$

$$v_{ck}^* \geq \max |v_{g\alpha} - v_{l\beta}| \quad (5.7)$$

para $\alpha, \beta = a, b, c$. Dessas equações percebe-se que as tensões v_{c1}^* e v_{c2}^* serão iguais a tensão mínima desejada para a topologia convencional, somente, quando a tensão da rede estiver sincronizada com a tensão da carga, devido aos braços compartilhados o barramento será definido pelas relações entre as tensões da rede e da carga.

Desta forma, é mostrado na Figura 5.1 a tensão mínima desejada, obtida por simulação, em função do ângulo de defasagem da tensão da carga ϵ_l em relação à tensão da rede. O ângulo ϵ_l varia de $[-180^\circ, 180^\circ]$. Para obter esses resultados utilizou-se os parâmetros mostrados na Tabela 4.1. Da figura 5.1 percebe-se que tanto para a topologia convencional como para a topologia proposta a tensão dos capacitores do barramento CC serão iguais, somente, quando as tensões estiverem sincronizadas com a da entrada. Do contrário, será necessário o aumento da tensão do barramento podendo até chegar ao dobro da tensão necessária para o convencional.

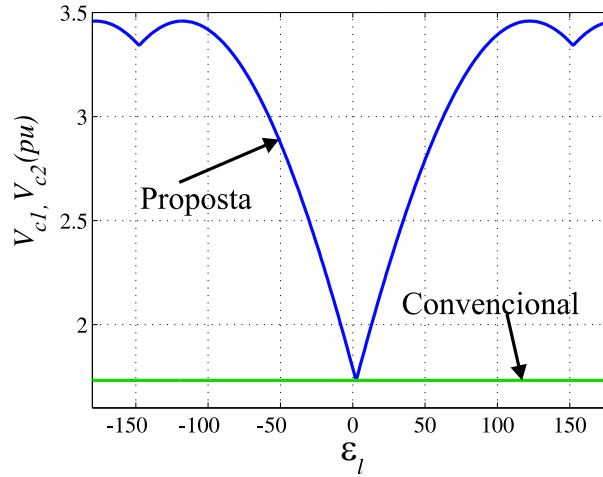


Figura 5.1: Tensões mínima necessária nos barramentos CC .

Uma aproximação encontrada na literatura para determinar a capacitância mínima necessária é definida em [22, 32]

$$C_1 = \frac{i_{c1} \Delta t}{\Delta v_{c1}} \quad (5.8)$$

$$C_2 = \frac{i_{c2} \Delta t}{\Delta v_{c2}} \quad (5.9)$$

onde $i_{c1} = q_{ga1} \dot{i}_{ga1} + q_{gb1} \dot{i}_{gb1} + q_{s1} \dot{i}_{gc} - q_{la1} \dot{i}_{la1} - q_{lb1} \dot{i}_{lb1} - q_{s1} \dot{i}_{lc}$, Δv_{c1} são, respectivamente, a corrente e oscilação de tensão no barramento CC do conversor 1 (retificador 1 + inversor 1) e $i_{c2} = q_{ga2} \dot{i}_{ga2} + q_{gb2} \dot{i}_{gb2} + q_{s2} \dot{i}_{gc} - q_{la2} \dot{i}_{la2} - q_{lb2} \dot{i}_{lb2} - q_{s2} \dot{i}_{lc}$, Δv_{c2} são respectivamente, a corrente e oscilação de tensão no barramento CC do conversor 2 (retificador 2 + inversor 2).

A quantidade de energia total requerida para ser armazenada no banco de capacitores é a mesma para a configuração proposta e para a configuração convencional, portanto a quantidade de energia a ser armazenada em cada banco de capacitores da topologia convencional é metade da energia total a ser armazenada, como a tensão no banco de capacitores é a mesma nas topologias e a corrente i_{c1} e i_{c2} nos bancos de capacitores são iguais a metade da corrente i_c da topologia proposta, consequentemente a capacitância é metade da capacitância da topologia convencional.

Para a topologia 9L1B o mínimo de tensão desejada apresentará as mesmas características que da Figura 5.1. Entretanto a corrente na capacitância será $i_{c1} = q_{ga1} \dot{i}_{ga1} + q_{gb1} \dot{i}_{gb1} + q_{ga2} \dot{i}_{ga2} + q_{gb2} \dot{i}_{gb2} + q_s \dot{i}_{gc} - q_{la1} \dot{i}_{la1} - q_{lb1} \dot{i}_{lb1} - q_{la2} \dot{i}_{la2} - q_{lb2} \dot{i}_{lb2} - q_s \dot{i}_{lc}$, portanto a quantidade de energia total requerida para ser armazenada no banco de capacitores é a mesma da configuração convencional,

portanto a quantidade de energia a ser armazenada nos capacitores do barramento CC é igual a da topologia convencional, portanto a capacitância é igual a capacitância da topologia convencional. Por fim, essa mesma característica com relação ao mínimo de tensão desejada no barramento CC da Figura 5.1, será observado para as seis topologias.

5.3 Perdas no barramento CC

Outra importante característica no projeto do barramento CC é a corrente do capacitor (corrente RMS) que é responsável pelas perdas de potência no barramento CC. O aumento da corrente RMS significa o aumento das perdas e o aumento da temperatura nos capacitores do barramento CC, desta forma, reduzindo o tempo de vida dos capacitores. As perdas de potência no barramento CC são calculadas por [59]

$$P_{c,loss} = \sum_{h=1}^{N_h} ESR(h)I_c^2(h) \quad (5.10)$$

onde ESR é a resistência em série equivalente (do inglês *equivalent series resistance*) e $I_c(h)$ é a

Tabela 5.1: Parâmetro utilizados em simulação no PSIM para as topologias propostas.

<i>Parâmetros</i>	<i>Valor</i>
Tensão da rede E_g	127V(RMS)
Tensão da carga V_l	127V(RMS)
Potência da carga S_l	3kVA
Impedâncias de filtro $l_g = l_{gc} = l_{gnk}/2$	1,05mH
Resistências de filtro $r_g = r_{gc} = r_{gnk}/2$	0,05Ω
Fator de potência da carga $\cos(\phi)$	0,8
Tensão do barramento CC v_c	342,2V
Capacitâncias dos Barramentos	2200μF
Frequência de chaveamento f_{ch}	10kHz

componente harmônica da corrente do capacitor. Vários trabalhos apresentam diferentes técnicas e modelos que permitem estimar a ESR do capacitor eletrolítico [38, 39, 40, 59, 60, 61]. A resistência em série equivalente diminui quando um dos seguintes fatores aumenta: frequência, oscilações de alta frequência da corrente do capacitor, tamanho do capacitor, capacitância e temperatura ambiente. Contudo a ESR pode ser considerada constante para frequências maiores que 3kHz [32, 61]. Podendo ser considerada igual a 45% da resistência em série equivalente medida numa frequência de 100Hz. Desta forma, a partir da equação (5.10), encontra-se

$$P_{c,loss} = P_{c,loss}^{lf} + P_{c,loss}^{hf} \quad (5.11)$$

com

$$P_{c,loss}^{lf} = \sum_{h=1}^{50} ESR(h) I_c^2(h) \quad (5.12)$$

e

$$P_{c,loss}^{hf} = 0,45 ESR(100Hz) \sum_{h>50}^{N_h} I_c^2(h) \quad (5.13)$$

onde $P_{c,loss}^{lf}$ é a perda de potência para harmônicos de baixa ordem causada principalmente pelo controle e $P_{c,loss}^{hf}$ é a perda de potência de harmônicas de alta frequência causada pela frequência de chaveamento. Se por um lado, a variação da resistência em série é pequena com a variação da frequência, por outro lado, a variação da ESR com a capacitância é muito maior [22], quando a capacitância é dobrada o valor da ESR é reduzido praticamente na metade.

Para estimar as perdas de potência no barramento CC é necessário determinar a corrente RMS do capacitor do barramento CC que é definida em [59]

$$I_{c,rms} = \sqrt{\sum_{h=1}^{N_h} I_c^2(h)} \quad (5.14)$$

Representando a corrente RMS por uma componente de baixa frequência e uma componente de alta frequência, tem-se

$$I_{c,rms} = I_{c,rms}^{lf} + I_{c,rms}^{hf} \quad (5.15)$$

com

$$I_{c,rms}^{lf} = \sqrt{\sum_{h=1}^{50} I_c^2(h)} \quad (5.16)$$

e

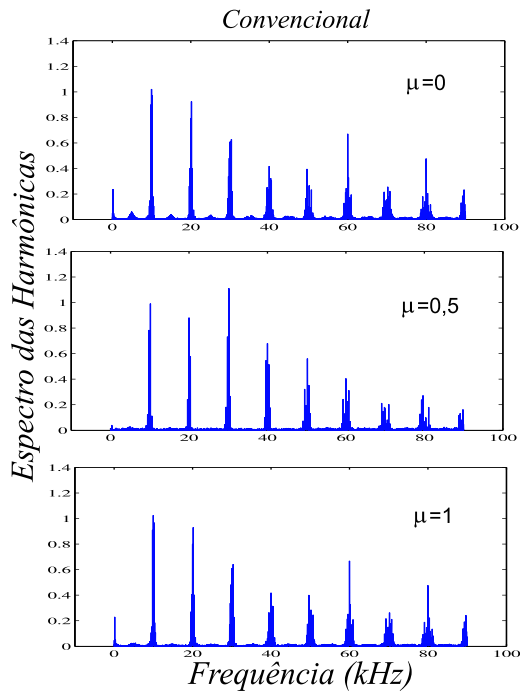
$$I_{c,rms}^{hf} = \sqrt{\sum_{h>50}^{N_h} I_c^2(h)} \quad (5.17)$$

onde $I_{c,rms}^{lf}$ é a componente RMS da corrente do capacitor das harmônicas de baixa frequência e $I_{c,rms}^{hf}$ é a componente da corrente RMS do capacitor das harmônicas de alta frequência.

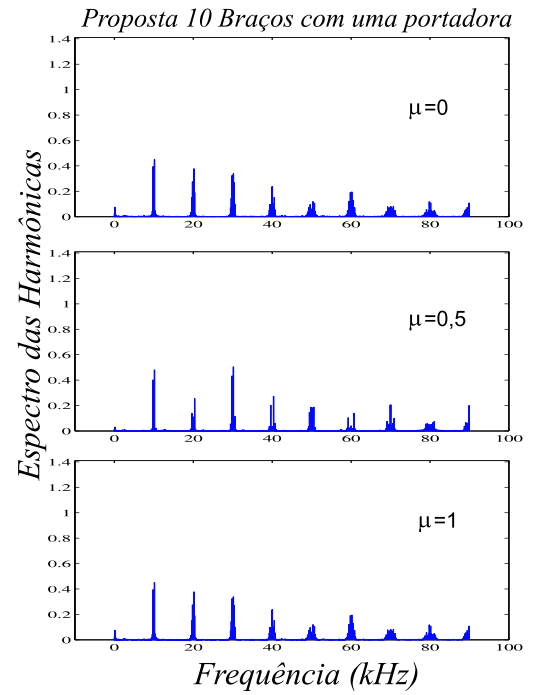
Desta forma, a partir da equação (5.13), encontra-se [62]

$$P_{c,loss}^{hf} = 0,45 ESR(100Hz) (I_{c,rms}^{hf})^2 \quad (5.18)$$

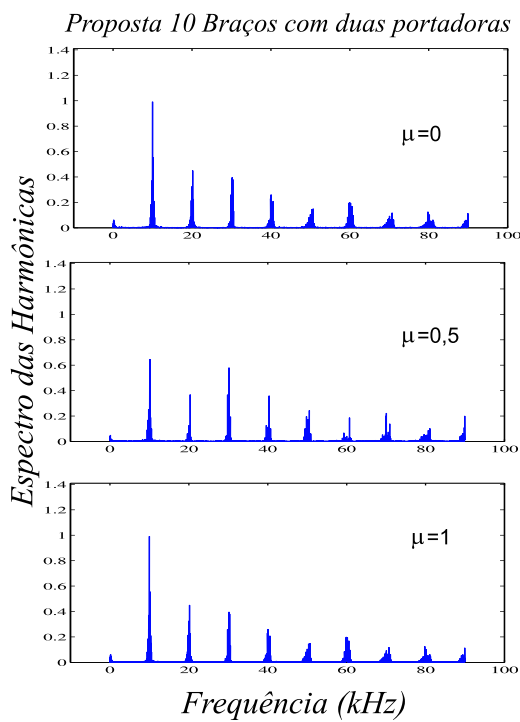
Como ESR é quase constante em altas frequências, então as perdas de potência de alta frequência $P_{c,loss}^{hf}$ dependem somente da componente da corrente RMS de alta frequência $I_{c,rms}^{hf}$. Isso significa que a redução nas perdas de potência no barramento CC é determinada pela redução das componentes de alta frequência da corrente RMS do capacitor.



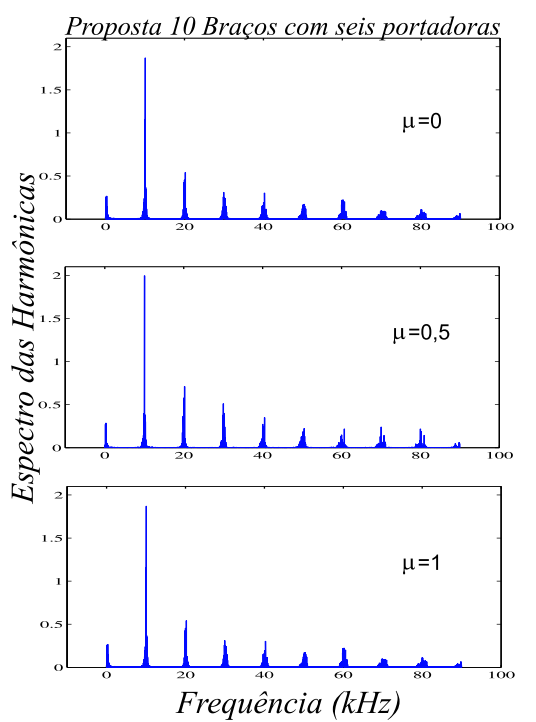
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 5.2: Espectro das harmônicas da corrente do capacitor. (a) i_c da topologia convencional. (b) i_{c1} da topologia 10L2B usando uma portadora *PWM*. (c) i_{c1} da topologia 10L2B usando duas portadoras *PWM*. (d) i_{c1} da topologia 10L2B usando seis portadoras *PWM*.

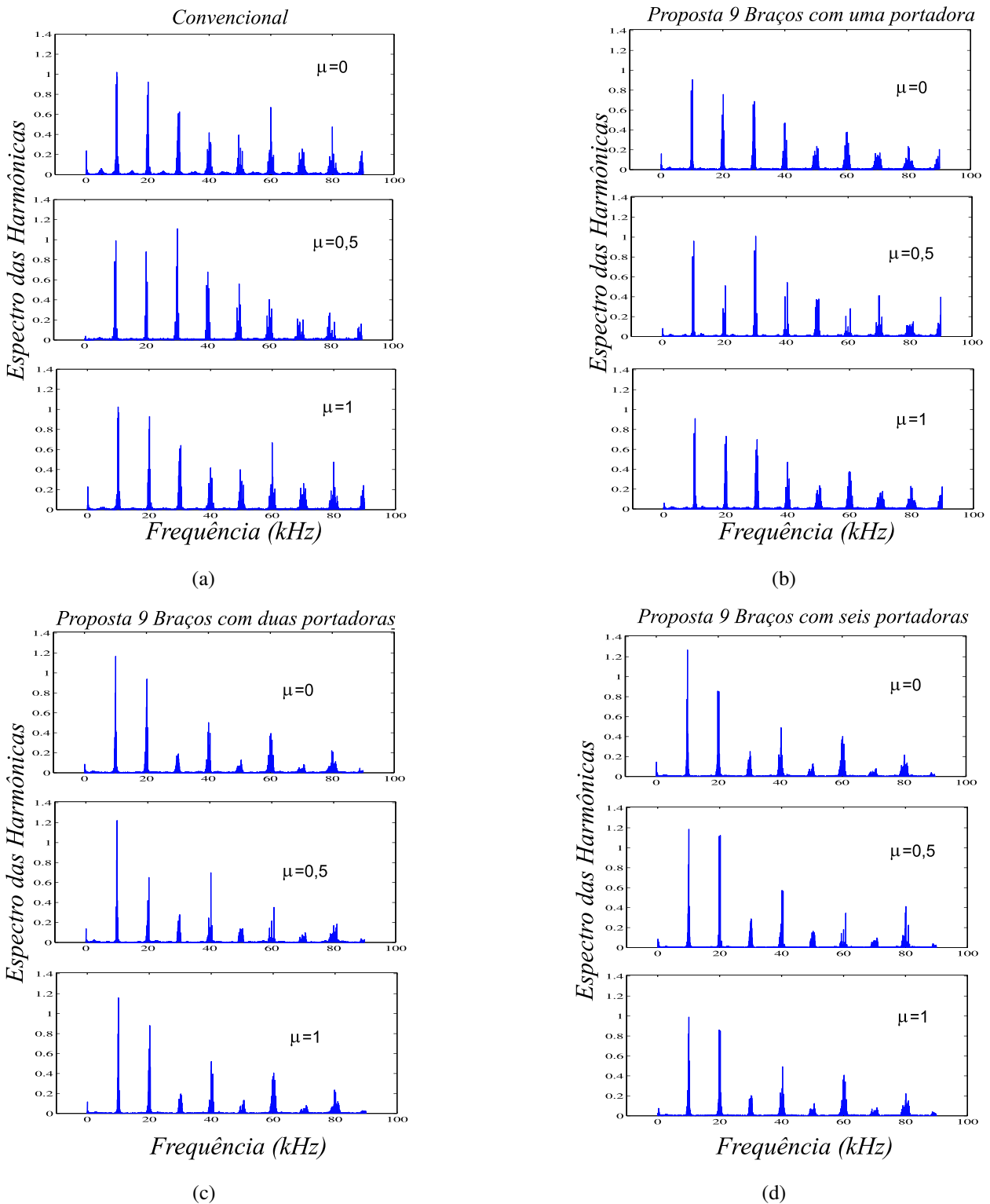


Figura 5.3: Espectro das harmônicas da corrente do capacitor. (a) i_c da topologia convencional. (b) i_c da topologia 9L1B usando uma portadora *PWM*. (c) i_c da topologia 9L1B usando duas portadoras *PWM*. (d) i_c da topologia 9L1B usando seis portadoras *PWM*.

As Figuras 5.2 e 5.3 ilustram os espectros das harmônicas das correntes dos capacitores da topologia convencional, da topologia 10L2B e da topologia 9L1B. As curvas mostradas nessas figuras são: topologia convencional, com $\mu = 0$, $\mu = 0,5$ e $\mu = 1$, a topologia proposta 10L2B

(corrente do capacitor do barramento CC 1) e a topologia proposta 9L1B, usando uma, duas ou seis portadoras *PWM*, com $\mu = 0$, $\mu = 0,5$ e $\mu = 1$. Os espectros das harmônicas da corrente do barramento CC 1 na topologia 10L2B são iguais aos da corrente do barramento CC 2 (ou seja, $i_{c1} = i_{c2}$) e por esse motivo não serão apresentados. Esses resultados foram obtidos utilizando os parâmetros apresentados na Tabela 4.1.

Na topologia 10L2B como a corrente do capacitor, em cada barramento CC, é metade da corrente da topologia convencional, $i_{c1} = i_{c2} = i_c/2$, as amplitudes dos espectros das harmônicas da corrente do capacitor para a topologia proposta, com uma, duas ou seis portadoras *PWM*, são praticamente metade das amplitudes dos espectros das harmônicas da topologia convencional. Portanto, usando uma portadora *PWM*, tem-se uma redução das harmônicas de alta frequência, quando $\mu = 0,5$. Com duas portadoras *PWM*, para o caso particular onde $\mu = 0,5$, o espectro das harmônicas da corrente do capacitor é menor do que para $\mu = 0$ ou $\mu = 1$. Entretanto, as harmônicas de alta frequência são maiores que com uma portadora *PWM*. Com seis portadoras *PWM*, tem-se o aumento das harmônicas de alta frequência da corrente do capacitor em comparação com a topologia convencional. A maior redução das harmônicas de alta frequência é obtida para a topologia proposta com uma portadoras *PWM* e $\mu = 0,5$.

A Tabela 5.2 mostra os valores da corrente $I_{c,rms}^{hf}$, calculados pela equação 5.17, a partir do espectro das harmônicas da corrente do capacitor mostrado na Figura 5.2, normalizados pelo valor da corrente $I_{c,rms}^{hf}$ da topologia convencional, com $\mu = 0,5$. A maior redução da corrente $I_{c,rms}^{hf}$ foi obtida para a topologia proposta usando uma portadora *PWM*, com $\mu = 0,5$. Para esse caso, a redução na corrente RMS de alta frequência foi de aproximadamente 52,1% em comparação com a topologia convencional, com $\mu = 0,5$.

Tabela 5.2: Corrente $I_{c,rms}^{hf}(P)$ da topologia 10L2B pela corrente $I_{c,rms}^{hf}(C)$ da topologia convencional

μ	Proposto 10 Braços (10L2B) $I_{c,rms}^{hf}(P)/I_{c,rms}^{hf}(C)$		
	Uma Portadora	Duas Portadoras	Seis Portadoras
0	0,506	0,704	1,017
0,5	0,479	0,542	0,988
1	0,506	0,704	1,017

As perdas de potência de alta frequência ($P_{c,loss}^{hf}$) são definidas pela equação 5.18, considerando que as capacitâncias dos dois barramentos CC, da topologia 10L2B, são iguais à capacitância da topologia convencional, isto é, $C_1 = C_2 = C$. Então, a resistência em série equivalente da topologia proposta é igual à resistência em série equivalente da topologia convencional [$ESR_{100Hz}(P) = ESR_{100Hz}(C)$]. Como a corrente RMS de alta frequência do capacitor para a topologia proposta (com uma portadoras *PWM* com $\mu = 0,5$) equivale a 48,0% da corrente RMS da topologia convencional, as perdas de potência de alta frequência ($P_{c,loss}^{hf}$) dos dois barramentos CC equivalem à 46% das perdas da topologia convencional.

Na topologia 9L1B usando uma portadora *PWM* apresenta o espectro das harmônicas da corrente do capacitor, aproximadamente ao espectro da topologia convencional. Com duas e seis

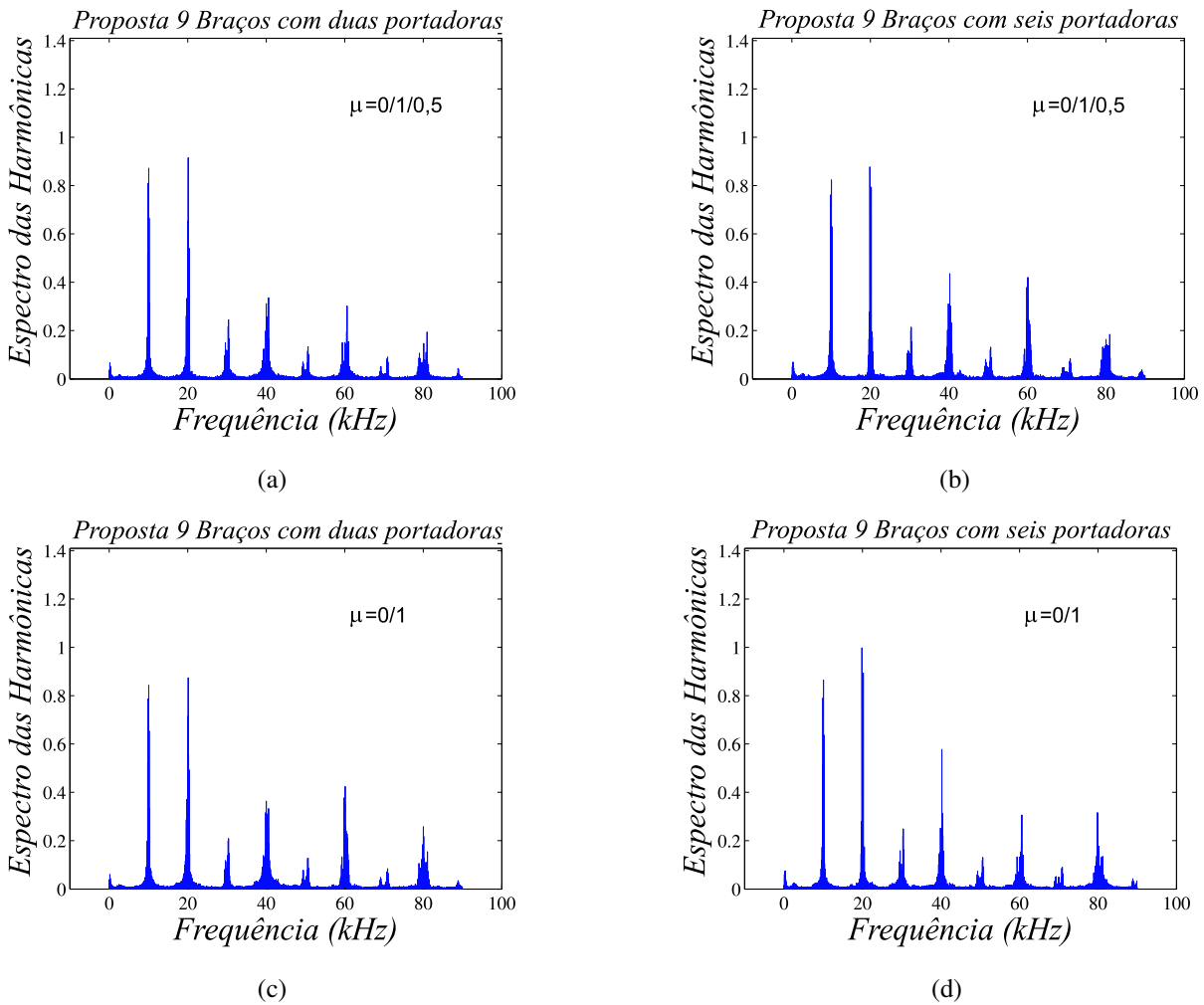


Figura 5.4: Espectro das harmônicas da corrente do capacitor. (a) i_c da topologia 9L1B usando duas portadora PWM com $\mu = 0/1/0,5$. (b) i_c da topologia 9L1B usando seis portadoras PWM com $\mu = 0/1/0,5$. (c) i_c da topologia 9L1B usando duas portadora PWM $\mu = 0/1$. (d) i_c da topologia 9L1B usando seis portadoras PWM $\mu = 0/1$.

portadoras PWM com $\mu = 0$ ou $\mu = 1$ tem-se o aumento das harmônicas de alta frequência da corrente do capacitor em comparação com a topologia convencional. Em contrapartida com $\mu = 0/1$ há uma redução das harmônicas de alta frequência da corrente do capacitor em comparação com a topologia proposta, com $\mu = 0,5$. Dentre as configurações analisadas a única que obteve o espectro das harmônicas da corrente do capacitor menor que a convencional.

A Tabela 5.3 mostra os valores da corrente $I_{c,rms}^{hf}$, calculados pela equação 5.17, a partir do espectro das harmônicas da corrente do capacitor mostrado na Figura 5.3, normalizados pelo valor da corrente $I_{c,rms}^{hf}$ da topologia convencional, com $\mu = 0,5$. A maior redução da corrente $I_{c,rms}^{hf}$ foi obtida para a topologia proposta usando duas portadoras PWM , com $\mu = 0,5$. Para essa configuração, a redução na corrente RMS de alta frequência foi de aproximadamente 18,0% em comparação com a topologia convencional, com $\mu = 0,5$.

As perdas de potência de alta frequência ($P_{c,loss}^{hf}$) são definidas pela equação 5.18, considerando que a resistência em série equivalente da topologia proposta é igual à resistência em série

Tabela 5.3: Corrente $I_{c,rms}^{hf}(P)$ da topologia 9L1B pela corrente $I_{c,rms}^{hf}(C)$ da topologia convencional

μ	Proposto 9 Braços (9L1B) $I_{c,rms}^{hf}(P)/I_{c,rms}^{hf}(C)$		
	Uma Portadora	Duas Portadoras	Seis Portadoras
0	1,022	0,980	1,023
0,5	0,966	0,820	1,048
1	1,022	0,984	1,023
0/1/0,5	-	0,958	0,964
0/1	-	0,886	0,989

equivalente da topologia convencional [$ESR_{100Hz}(P) = ESR_{100Hz}(C)$]. A corrente *RMS* de alta frequência do capacitor para a topologia proposta que obteve o melhor resultado foi usando duas portadoras *PWM*, com $\mu = 0,5$, que equivale a 82,0% da corrente *RMS* da topologia convencional, isto é $I_{c,rms}^{hf}(P) = 0,82I_{c,rms}^{hf}(C)$, a redução das perdas de potência do capacitor em relação à topologia convencional foi de 18%.

5.4 Conclusão

Neste capítulo foi investigado o nível de barramento necessário para o perfeito funcionamento da topologia proposta e foi analisado a corrente *RMS* do capacitor que está diretamente relacionado ao tempo de vida dos capacitores do barramento *CC*.

Para as topologias foi observado que a tensão necessária no barramento será igual à convencional somente quando as tensões da carga estiverem sincronizadas com as tensões da rede. Portanto, no controle das topologias propostas será necessário um bloco de sincronismo para determinar as tensões de referência da carga.

Com relação a análise da corrente *RMS* do capacitor verificou-se que o melhor resultado para o conversor 10L2B é quando a topologia é implementada com uma portadora e $\mu = 0,5$. Para o conversor 9L1B o melhor resultado foi observado com duas portadoras e $\mu = 0,5$.

Capítulo 6

Perdas nos Conversores

6.1 Introdução

Ao projetar conversores eletrônicos, existem várias razões para que seja importante conhecer a dissipação de potência dos semicondutores. Uma boa estimativa da dissipação de potência permite a previsão da eficiência do conversor, que é utilizado na avaliação de projetos de diferentes conversores. Um exemplo é a aplicação da eletrônica de potência no ar condicionado, onde um ganho de eficiência de um ou dois por cento nos resultados significa uma redução expressiva no custo do projeto [63].

A estimativa de perda de potência é útil para o projeto de minimização dos custos e tamanho do material. A exata estimativa do desgaste térmico dos semicondutores em diferentes condições de operação pode ser utilizada em estratégias de proteção para evitar desgaste térmico excessivo. Para uma boa estimativa das perdas de potência nas chaves deve-se definir um modelo de simulação razoável [42,64,65]. Por exemplo, as perdas de condução pode ser descrita por um modelo simples com uma fonte de tensão e um resistor, entretanto, esse modelo não é adequado para estimar as perdas de comutação.

Neste trabalho, a estimação das perdas é obtida pela técnica apresentada em [41,42] a partir de um programa de simulação com chaves ideais. Os modelos simplificados das perdas foram obtidos experimentalmente baseados nas medidas das perdas instantâneas nos dispositivos semicondutores e a partir de um modelo de regressão, usado para ajustar os pontos discretos, foram determinado os modelos simplificados das perdas de condução no IGBT e no diodo, e as perdas por chaveamento no IGBT (momento em que liga e desliga) e no diodo (condução reversa), definidas pelas equações

$$P_{cd} = a(T_j)^b i_{cl} + c(T_j)^d (i_{cl})^2 + c(T_j)^f (i_{cl})^3 \quad (6.1)$$

$$P_{ch} = \frac{1}{\Delta t} [a(v_c)^b (T_j)^c + d(v_c)^e (T_j)^f i_{cl} + g(v_c)^h (T_j)^2 (i_{cl})^2] \quad (6.2)$$

onde P_{cd} perdas na condução, P_{ch} perdas por chaveamento, T_j é a temperatura de junção, a , b , c , d , e , f , g , h e i são os parâmetros do modelo e i_{cl} é a corrente instantânea de coletor.

6.2 Análise das Perdas

Na experimentação utilizou-se uma chave IGBT com módulo dual CM50DY-24H produzido pela POWEREX como drive SKHI-10 produzido pela SEMIKRON. Na Figura 6.1 é mostrado as perdas estimadas em simulação da topologia 10L2B [Figura 2.6], da topologia 9L1B [Figura 3.6] usando uma portadora PWM com $\mu = 0,5$ e da topologia convencional com $\mu = 0,5$. Esses resultados foram obtidos para três cargas com potências de 3kVA, 5kVA e 6kVA, usando os parâmetros apresentados na Tabela 5.1.

As perdas mostradas na Figura 6.1 são: perdas de condução (P_{cd}) [Figura 6.1(a)], perdas de chaveamento (P_{ch}) [Figura 6.1(b)] e perdas totais ($P_t = P_{cd} + P_{ch}$) [Figura 6.1(c)].

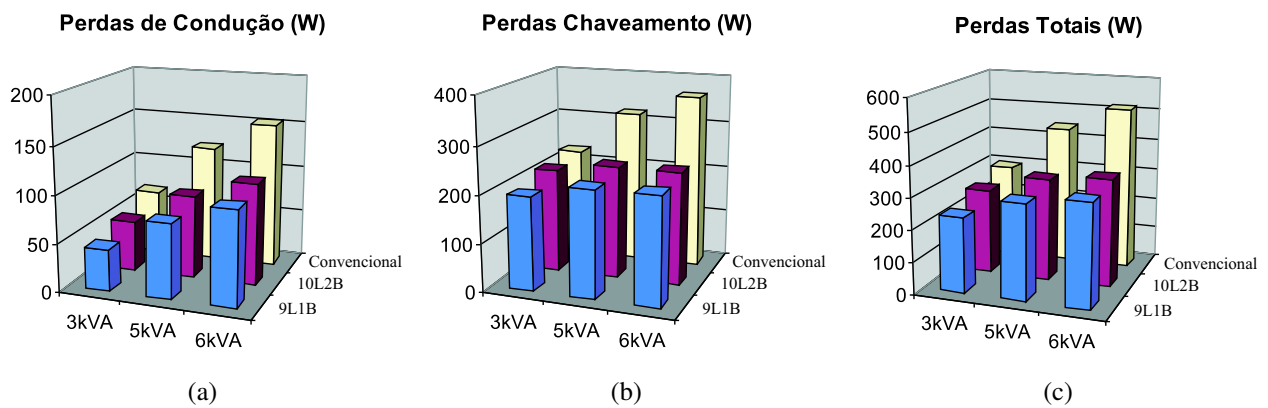


Figura 6.1: Perdas estimadas nos conversores propostos frente ao convencional. (a) Perdas de condução P_{cd} (b) Perdas de chaveamento P_{ch} (W) (c) Perdas Totais P_t (W).

Tabela 6.1: Perdas de condução (W)

Topologia	Potência da carga		
	3kVA	5kVA	6kVA
Convencional	67,41	122,29	153,19
Proposto 10L2B	52,36	86,66	106,25
Proposto 9L1B	43,60	77,76	99,31

Tabela 6.2: Perdas de chaveamento (W)

Topologia	Potência da carga		
	3kVA	5kVA	6kVA
Convencional	228,37	319,74	364,46
Proposto 10L2B	216,59	236,30	235,21
Proposto 9L1B	195,63	223,58	226,39

Tabela 6.3: Perdas Totais (W)

Topologia	Potência da carga		
	3kVA	5kVA	6kVA
Convencional	295,77	442,03	517,65
Proposto 10L2B	268,95	322,97	341,46
Proposto 9L1B	239,23	301,33	325,70

Dos resultados apresentados na Figura 6.1 e nas Tabelas 6.1, 6.2 e 6.3, percebe-se que as perdas das topologias propostas, tanto na condução como no chaveamento, são sempre menores que as da topologia convencional. Ainda percebe-se na Figura 6.1(c) que com o aumento da potência da carga, as perdas totais da topologia proposta tornam-se menores que as da topologia convencional. A redução nas perdas totais é decorrente da divisão do fluxo de potência entre os conversores conectados em paralelo (devido a corrente ser a metade da topologia convencional) apesar do aumento nos dispositivos semicondutores.

Tabela 6.4: Perdas totais das topologias propostas normalizadas em relação a convencional para diferentes potência de carga.

Perdas Totais $Pt(P)/Pt(C)$			
Topologia	Potência da carga		
	3kVA	5kVA	6kVA
Proposto 10L2B	0,95	0,74	0,65
Proposto 9L1B	0,87	0,70	0,62

São mostradas, na Tabela 6.4, as perdas totais da topologia proposta normalizadas em função das perdas da topologia convencional, isto é, $Pt(P)/Pt(C)$. Observa-se que as perdas das topologias propostas em relação a da topologia convencional são menores quando utiliza-se uma carga com 6kVA, e a redução nas perdas totais foi de 35%.

Nas Figuras 6.2 e 6.3 observam-se as comparações entre as perdas (condução, chaveamento e totais) das topologias propostas com uma, duas e seis portadoras *PWM* e a convencional com uma carga de potência igual 3kVA.

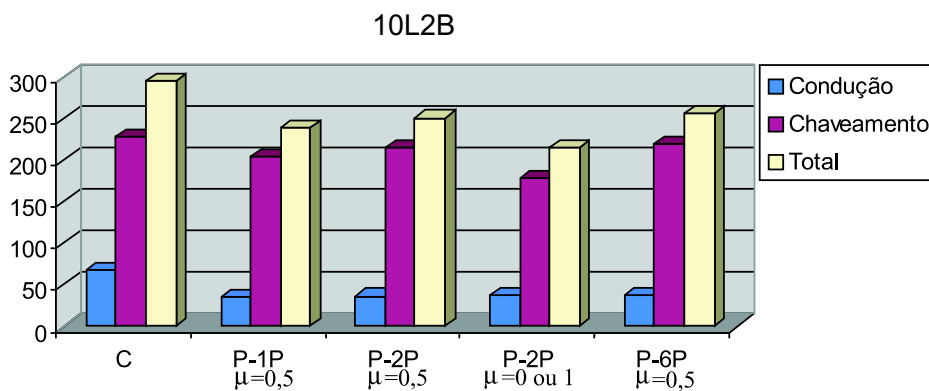


Figura 6.2: Perdas estimadas para diferentes portadoras *PWM* do conversor 10L2B.

Na Figura 6.2 observa-se as perdas (condução, chaveamento e totais) para uma, duas e seis portadoras, para conversor 10L2B frente a topologia convencional. Para o conversor 10L2B observa-se que com uma, duas e seis portadoras as perdas totais são menores que a convencional, mas as perdas totais com duas portadoras com o fator de roda livre igual a zero ou um, tem menores valores que as topologias com uma, duas e seis portadoras com o fator igual a 0,5.

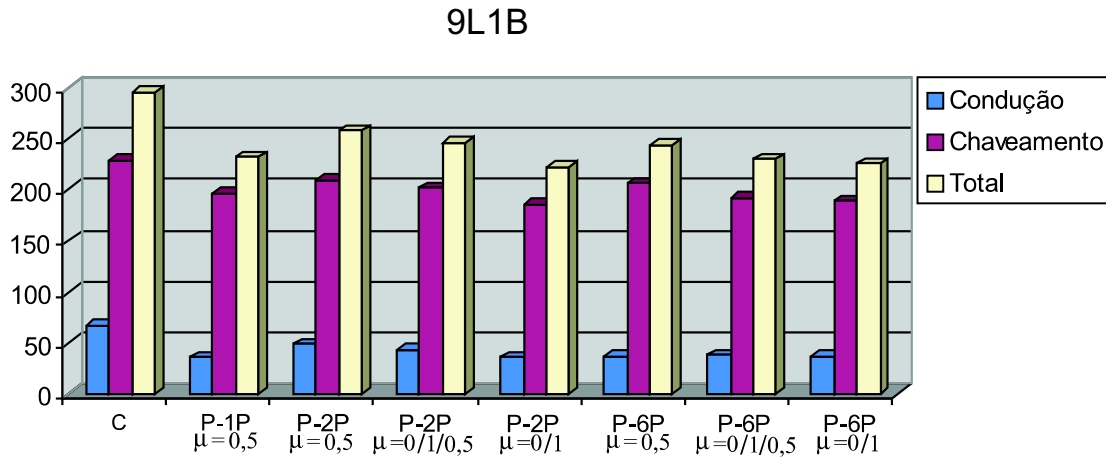


Figura 6.3: Perdas estimadas para diferentes portadoras PWM do conversor 9L1B.

Na Figura 6.3 observa-se as perdas (condução, chaveamento e totais) para o conversor 9L1B. Essa estrutura apresenta redução de perdas frente a topologia convencional para todas as configurações das portadoras PWM. Entre os diferentes tipos de portadoras observa-se que, como esperado, a maior redução das perdas é observado para a topologia com $\mu = 0/1$.

Tabela 6.5: Perdas totais da topologia 10L2B normalizadas pelas perdas da topologia convencional.

Perdas Totais $Pt(P)/Pt(C)$

Topologia	Disposição das Portadoras			
	$P - 1P$ $\mu = 0,5$	$P - 2P$ $\mu = 0,5$	$P - 2P$ $\mu = 0$ ou 1	$P - 6P$ $\mu = 0,5$
Proposto 10L2B	0,81	0,85	0,73	0,87

São mostradas, na Tabela 6.5, as perdas totais da topologia 10L2B normalizadas em função das perdas da topologia convencional, isto é, $Pt(P)/Pt(C)$ para uma, duas e seis portadoras PWM. Observa-se que para o conversor 10L2B, as menores perdas são obtidas com a utilização de duas portadoras PWM e fator de roda livre igual a zero ou a um. Nesse caso, a redução nas perdas totais foi de 27% em relação a da topologia convencional.

Tabela 6.6: Perdas totais da topologia 9L1B normalizadas pelas perdas da topologia convencional.

Perdas Totais $Pt(P)/Pt(C)$

Topologia	Disposição das Portadoras						
	$P - 1P$ $\mu = 0,5$	$P - 2P$ $\mu = 0,5$	$P - 2P$ $\mu = 0/1/0,5$	$P - 2P$ $\mu = 0/1$	$P - 6P$ $\mu = 0,5$	$P - 6P$ $\mu = 0/1/0,5$	$P - 6P$ $\mu = 0/1$
Proposto 9L1B	0,78	0,87	0,83	0,75	0,82	0,78	0,75

Para o conversor 9L1B observa-se que o grampeamento tanto para o sistema com duas portadoras PWM quanto para o de seis portadoras PWM reduz as perdas comparado com a configuração sem o grampeamento. Portanto, a estratégia que possui a menor estimativa das perdas é utilizando duas ou seis portadoras com $\mu = 0/1$. A redução nas perdas totais foi de 25% em relação a da topologia convencional.

6.3 Conclusão

Neste capítulo, foi investigado as perdas nos dispositivos semicondutores, considerando as estimativas de perdas apresentadas em [41] a partir de chaves ideais de potência, com as perdas de condução e de chaveamento calculadas pelas equações 6.1 e 6.2. Nesta análise, o estudo as perdas nos semicondutores foi realizado considerando dois conversores iguais conectados em paralelo, ou seja, conversores utilizando chaves de potência com mesmo valor nominal.

Para as duas topologias estudadas (10L2B e 9L1B), as perdas nos semicondutores são reduzidas em relação a configuração convencional. Apesar do aumento do número de chaves em relação a topologia convencional, a redução das perdas é proporcionada pela divisão da corrente entre os conversores conectados em paralelo.

Dos resultados mostrados neste estudo, observou-se que com o aumento da potência da carga a redução das perdas das topologias propostas em relação a convencional é maior. Além disso, foi também comparada as perdas para topologias propostas com diferentes disposições de portadoras *PWM*. Na topologia 10L2B, as menores perdas foi observado para duas portadoras com $\mu = 0,5$. Já na topologia 9L1B, as menores perdas foi observado para duas portadoras com $\mu = 0/1$

Capítulo 7

Resultados do Sistema

7.1 Simulação para o Conversor Convencional

O comportamento dinâmico do conversor convencional com seis braços apresentado na Figura 1.3, é analisado através de uma programa de simulação. Dessa forma possibilitando a análise comparativa com as topologias propostas. Esses resultados foram obtidos considerando o sistema equilibrado com os parâmetros definidos na Tabela 5.1.

Os resultados de simulação são apresentados nas Figuras 7.1 e 7.2. As curvas mostradas nessas figuras são: tensão (e_{ga}) e correntes (i_{ga} , i_{gb} e i_{gc}) da rede trifásica, corrente do barramento CC (i_c), tensão do barramento CC (v_c) e tensões da carga trifásica (v_{la} , v_{lb} e v_{lc}).

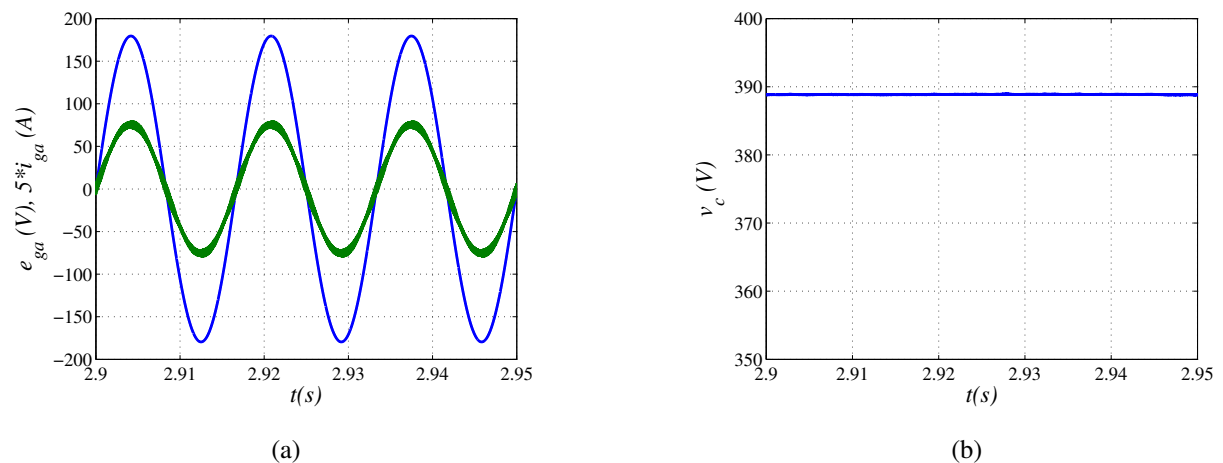


Figura 7.1: Resultado simulação para o conversor convencional. (a) Tensão e corrente da rede e_{ga} e i_{ga} . (b) Tensão do barramento CC v_c .

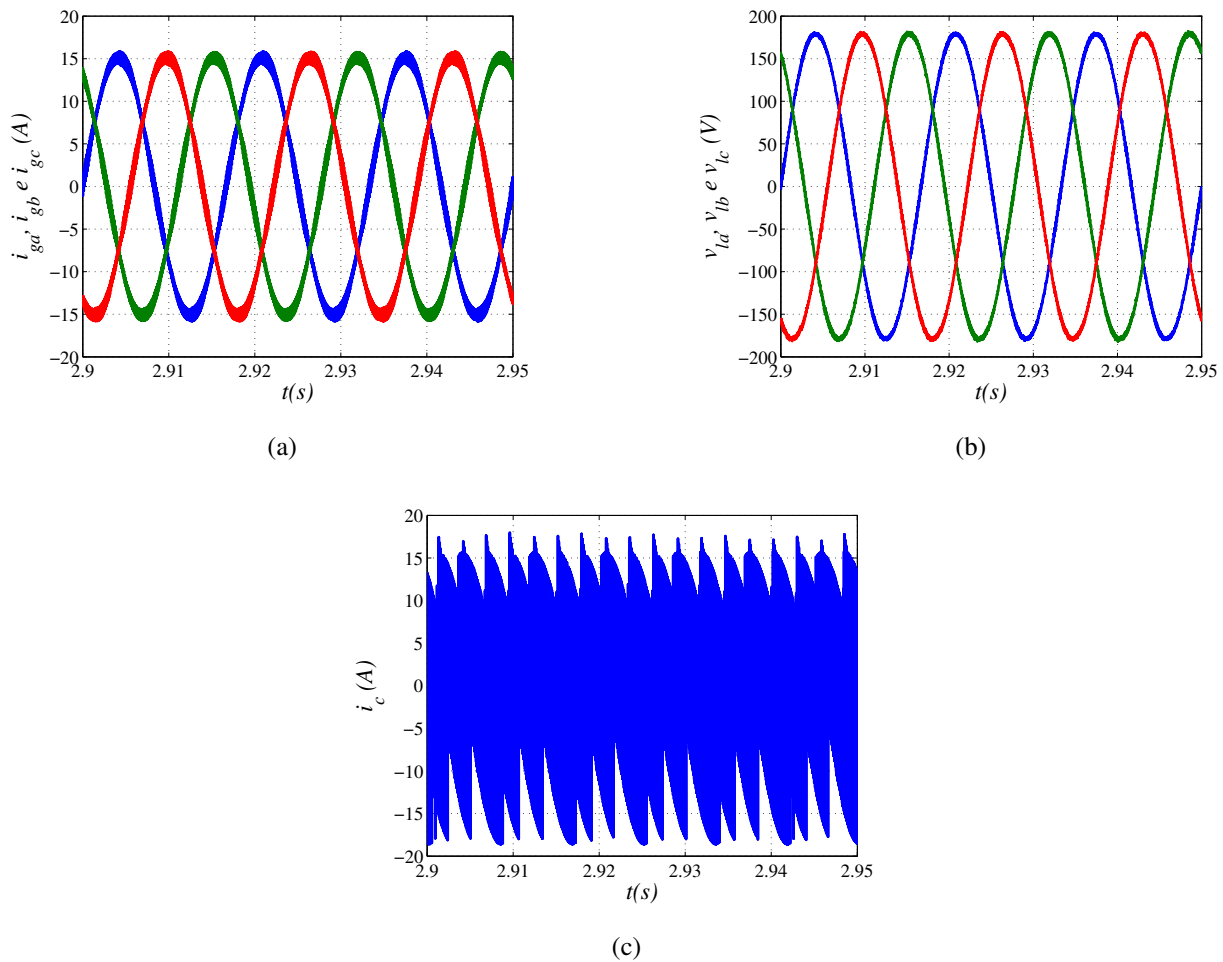


Figura 7.2: Resultado simulação para o conversor convencional. (a) Correntes da rede i_{ga} , i_{gb} e i_{gc} . (b) Tensões da carga v_{la} , v_{lb} e v_{lc} . (c) corrente do capacitor i_c .

7.2 Simulação para o Conversor 10L2B

O comportamento dinâmico do conversor *CA-CC-CA* trifásico-trifásico em paralelo com dez braços e dois barramentos *CC* (10L2B) apresentado na Figura 2.6, foi estudado através de um programa de simulação. Esses resultados foram obtidos considerando o sistema equilibrado com os parâmetros definidos na Tabela 5.1.

Os resultados de simulação são apresentados para uma portadora *PWM* nas Figuras 7.4 e 7.3, e para duas portadoras *PWM* nas Figuras 7.6 e 7.5. As curvas mostradas nessas figuras são: tensão (e_{ga}) e correntes (i_{ga} , i_{gb} e i_{gc}) da rede trifásica, corrente do barramento *CC* 1 (i_{c1}), correntes internas do conversor 1 (i_{ga1} , i_{gb1}), tensão do barramento *CC* 1 (v_{c1}) e tensões da carga trifásica (v_{la} , v_{lb} e v_{lc}).

7.2.1 Uma Portadora PWM

Fator de roda livre médio ($\mu = 0,5$)

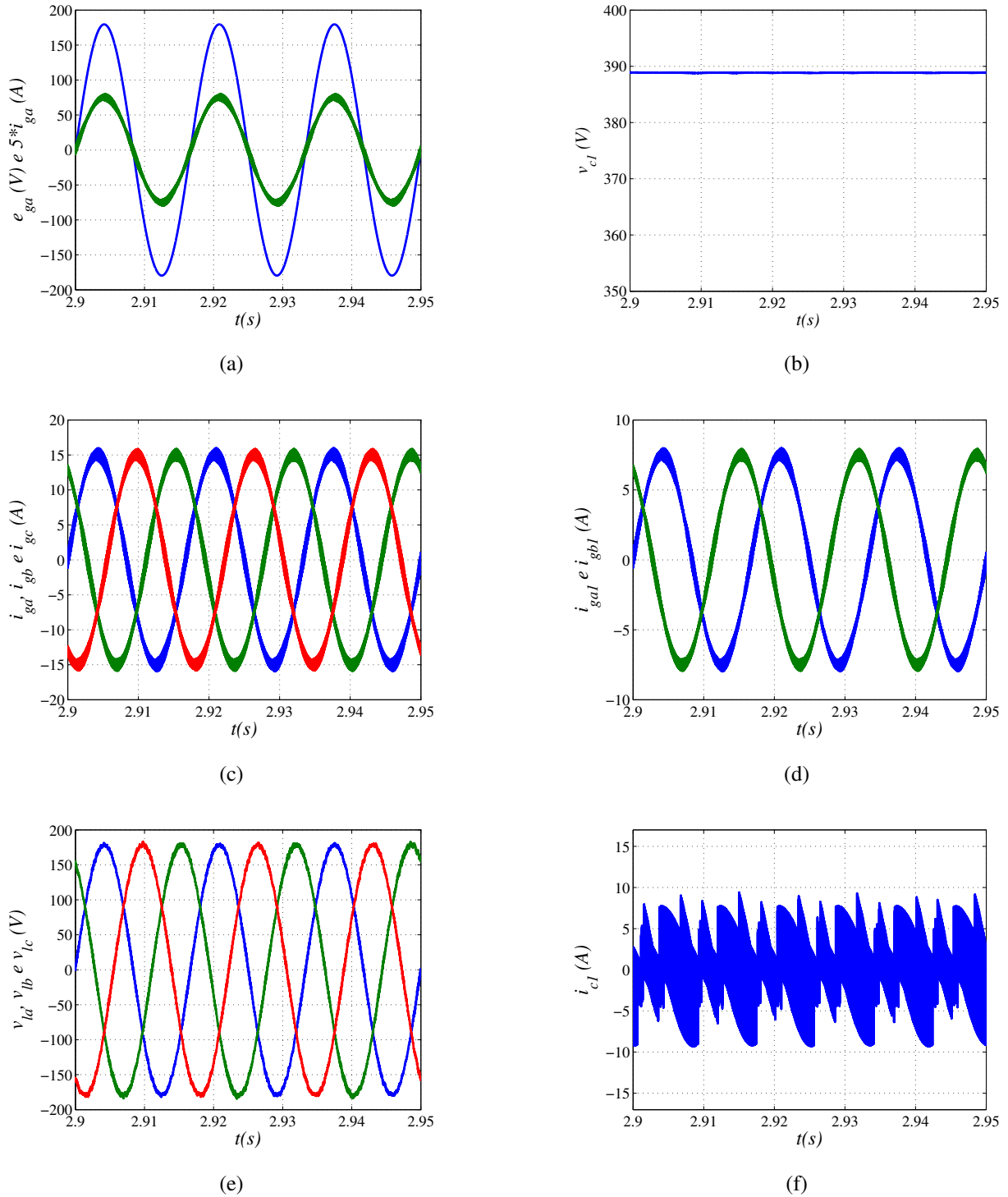


Figura 7.3: Resultado simulação para o conversor 10L2B. (a) Tensão e corrente da rede e_{ga} e i_{ga} . (b) Tensão do barramento CC 1 v_{c1} . (c) Correntes da rede i_{ga} , i_{gb} e i_{gc} . (d) Correntes internas i_{ga1} e i_{gb1} . (e) Tensão da carga v_{la} , v_{lb} e v_{lc} . (f) corrente do capacitor 1 i_{c1} .

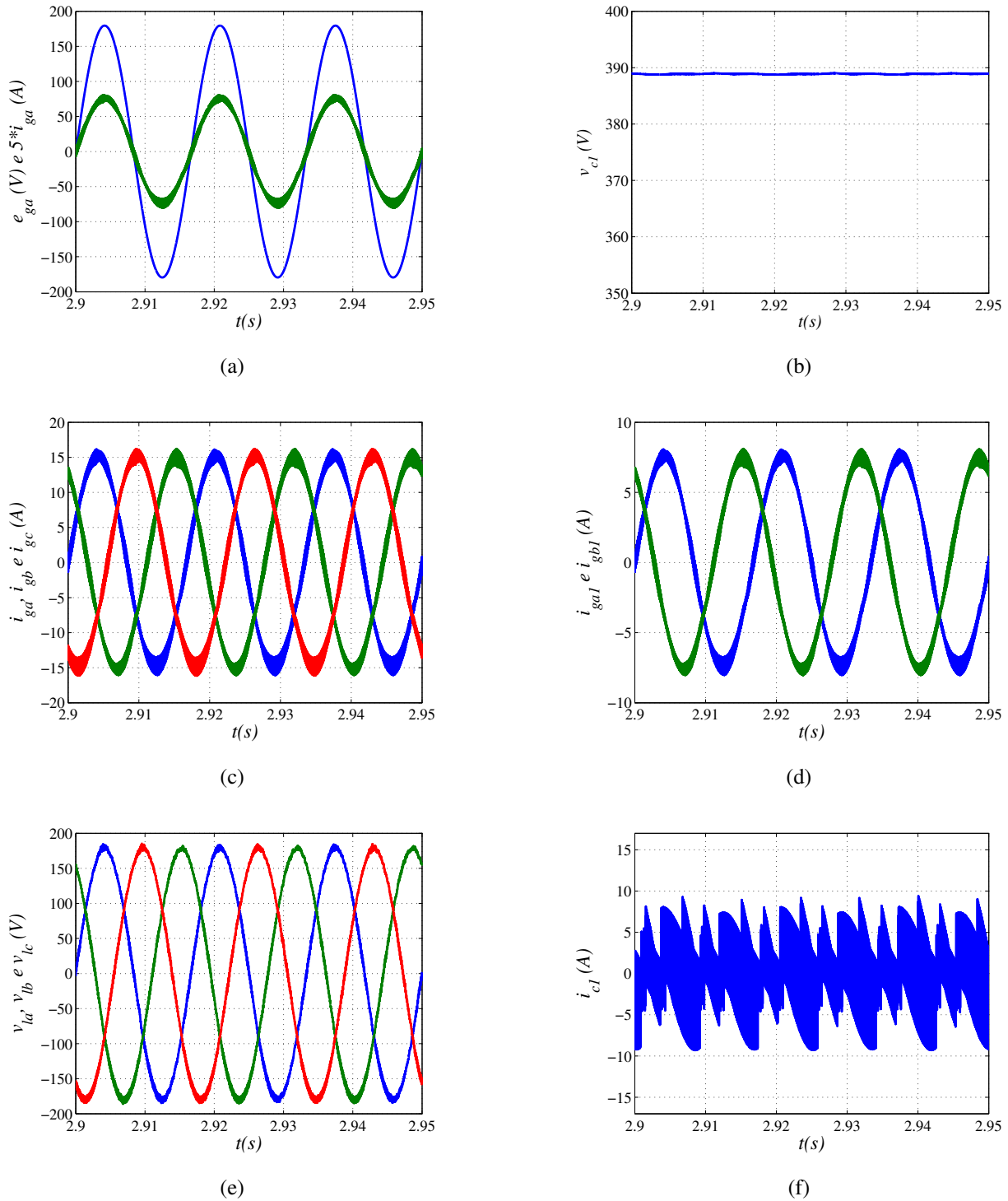
Fator de roda livre mínimo ($\mu = 0$)

Figura 7.4: Resultado simulação para o conversor 10L2B. (a) Tensão e corrente da rede e_{ga} e i_{ga} . (b) Tensão do barramento CC v_{c1} . (c) Corrente interna i_{ga1} . (d) Corrente interna i_{gb1} . (e) Tensão da carga v_{la} , v_{lb} e v_{lc} . (f) corrente do capacitor i_{c1} .

7.2.2 Duas Portadoras PWM

Fator de roda livre médio ($\mu = 0,5$)

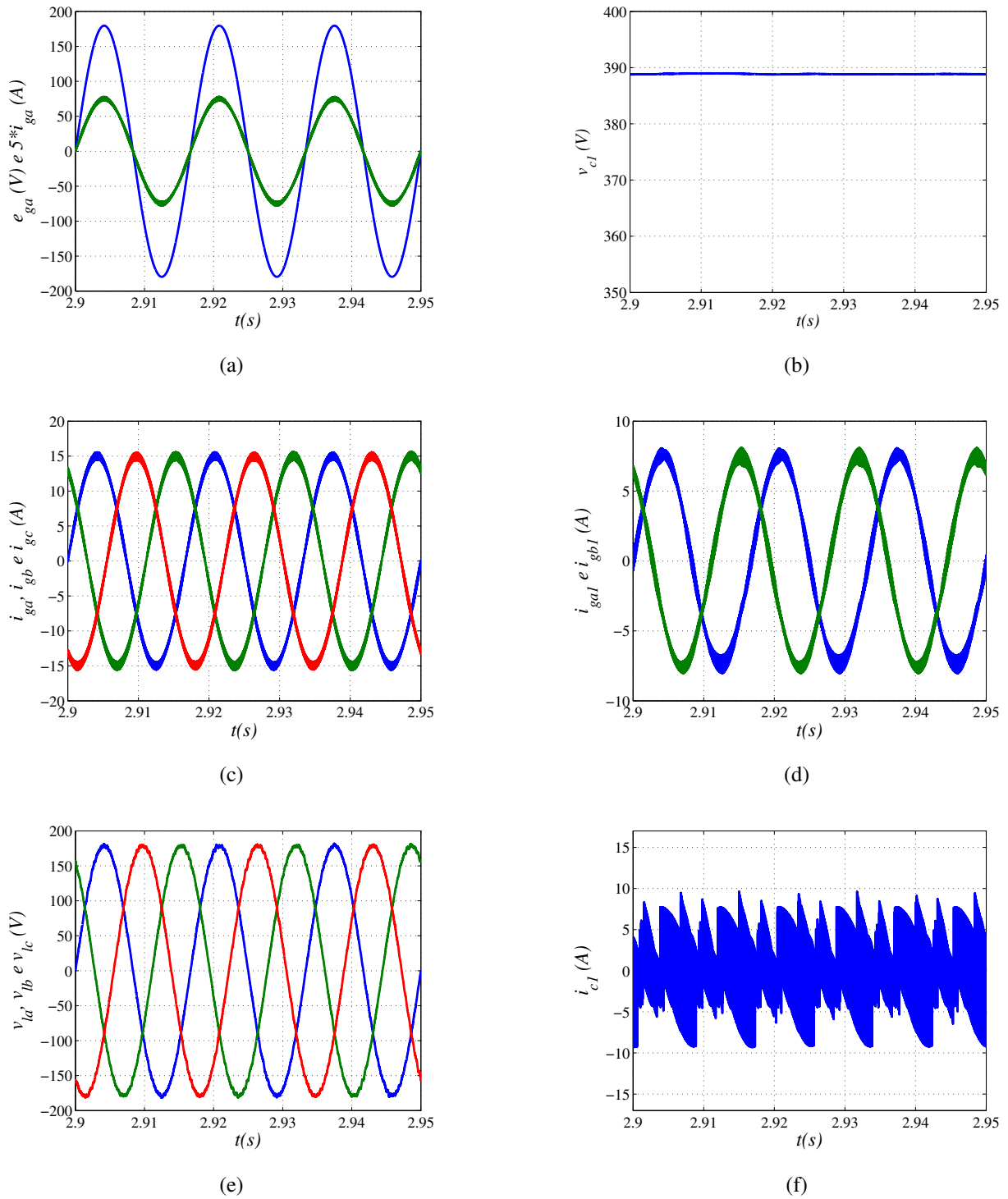


Figura 7.5: Resultado simulação para o conversor 10L2B. (a) Tensão e corrente da rede e_g e i_g . (b) Tensão do barramento CC 1 v_{c1} . (c) Correntes da rede i_{ga} , i_{gb} e i_{gc} . (d) Corrente interna i_{ga1} . (e) Tensão da carga v_{la} , v_{lb} e v_{lc} . (f) corrente do capacitor 1 i_{c1} .

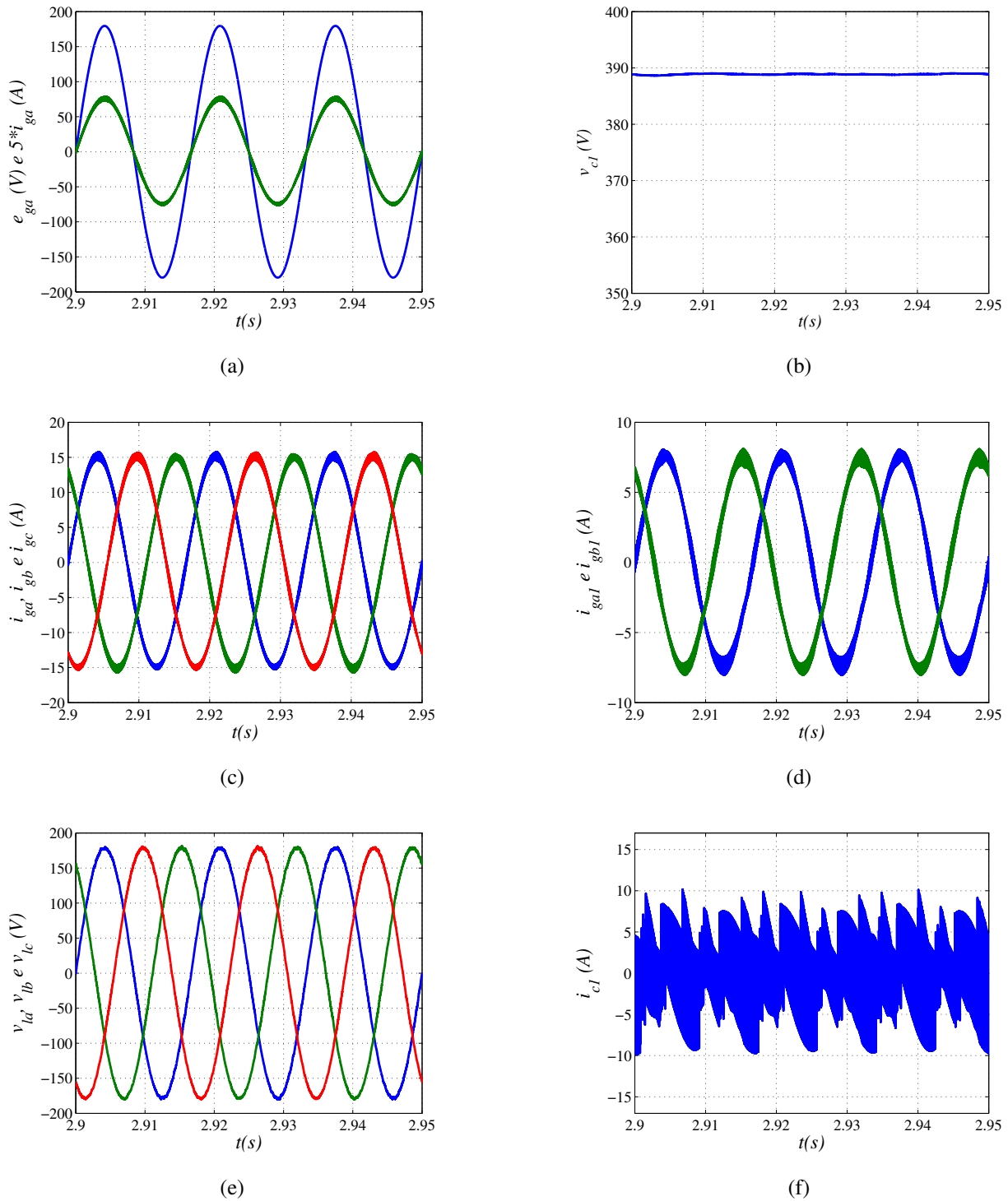
Fator de roda livre mínimo ($\mu = 0$)

Figura 7.6: Resultado simulação para o conversor 10L2B. (a) Tensão e corrente da rede e_g e i_g . (b) Tensão do barramento CC 1 v_{cl} . (c) Correntes da rede i_{ga} , i_{gb} e i_{gc} . (d) Corrente interna i_{ga1} . (e) Tensão da carga v_{la} , v_{lb} e v_{lc} . (f) corrente do capacitor 1 i_{cl} .

7.3 Simulação para o Conversor 9L1B

O comportamento dinâmico do conversor *CA-CC-CA* trifásico-trifásico em paralelo com nove braços e um barramento *CC* (9L1B) apresentado na Figura 3.6, foi estudado através de um programa de simulação. Esses resultados foram obtidos considerando o sistema equilibrado com os parâmetros definidos na Tabela 5.1.

Os resultados de simulação são apresentados para uma portadora *PWM* nas Figuras 7.7, 7.8, 7.9 e 7.10, e para duas portadoras *PWM* nas Figuras 7.11, 7.12, 7.13, 7.14, 7.15, 7.16. As curvas mostradas nessas figuras são: tensão (v_{ga}) e corrente (i_{ga}) da rede trifásica, corrente do barramento (i_c), corrente interna do conversor 1 (i_{ga1}), tensão do barramento (v_c), corrente da rede trifásica (i_{ga} , i_{gb} e i_{gc}) e tensão da carga trifásica (v_{la} , v_{lb} e v_{lc}).

7.3.1 Uma Portadora *PWM*

Fator de roda livre médio ($\mu = 0,5$)

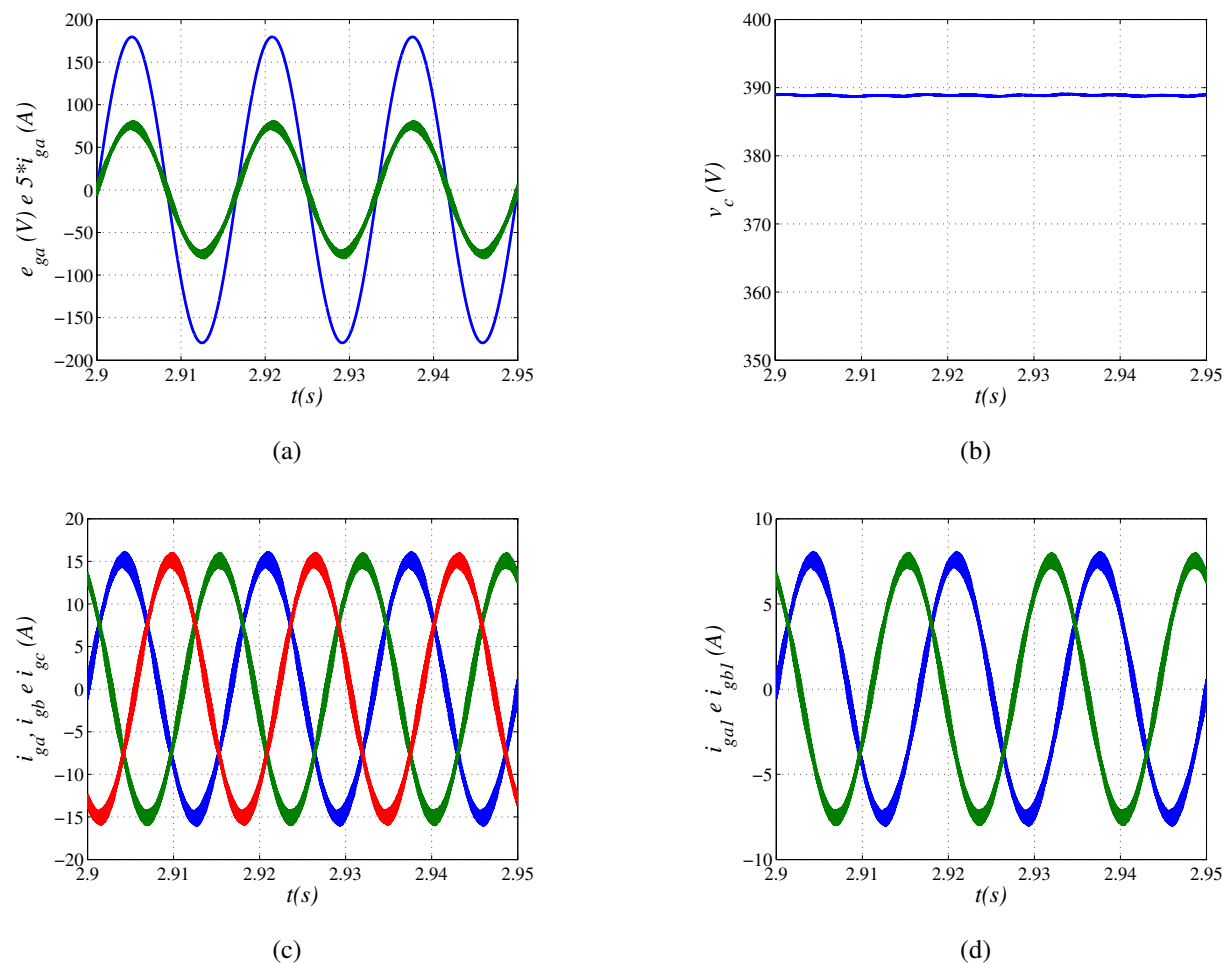


Figura 7.7: Resultado simulação para o conversor 9L1B. (a) Tensão e corrente da rede e_{ga} e i_{ga} . (b) Tensão do barramento *CC* v_c . (c) Correntes da rede trifásica i_{ga} , i_{gb} e i_{gc} . (d) Correntes internas i_{ga1} e i_{gb1} .

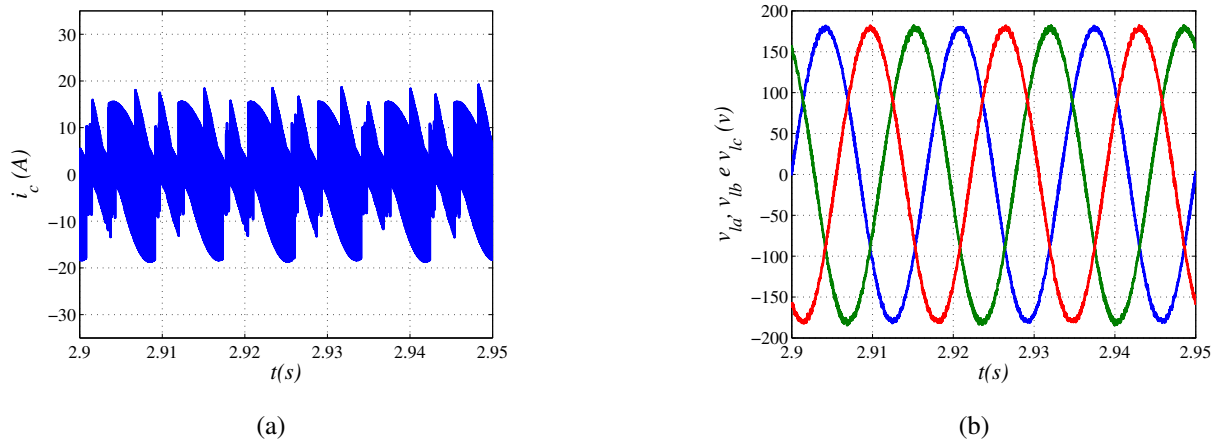


Figura 7.8: Resultado simulação para o conversor 9L1B. (a) corrente do capacitor do barramento CC i_c . (b) Tensões da carga trifásica v_{la} , v_{lb} e v_{lc} .

Fator de roda livre médio ($\mu = 0$)

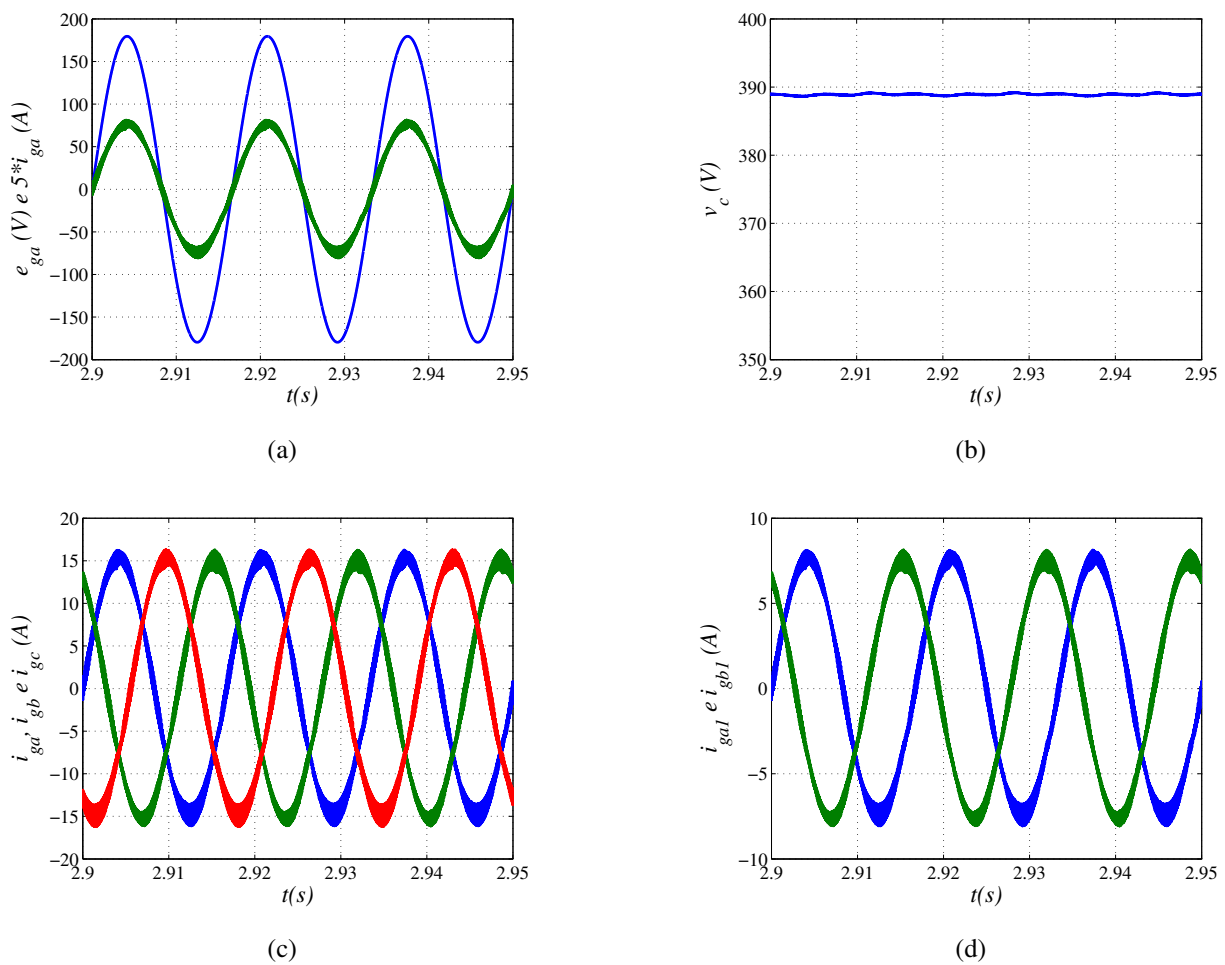


Figura 7.9: Resultado simulação para o conversor 9L1B. (a) Tensão e corrente da rede e_{ga} e i_{ga} . (b) Tensão do barramento CC v_c . (c) Correntes da rede trifásica i_{ga} , i_{gb} e i_{gc} . (d) Correntes internas i_{ga1} e i_{gb1} .

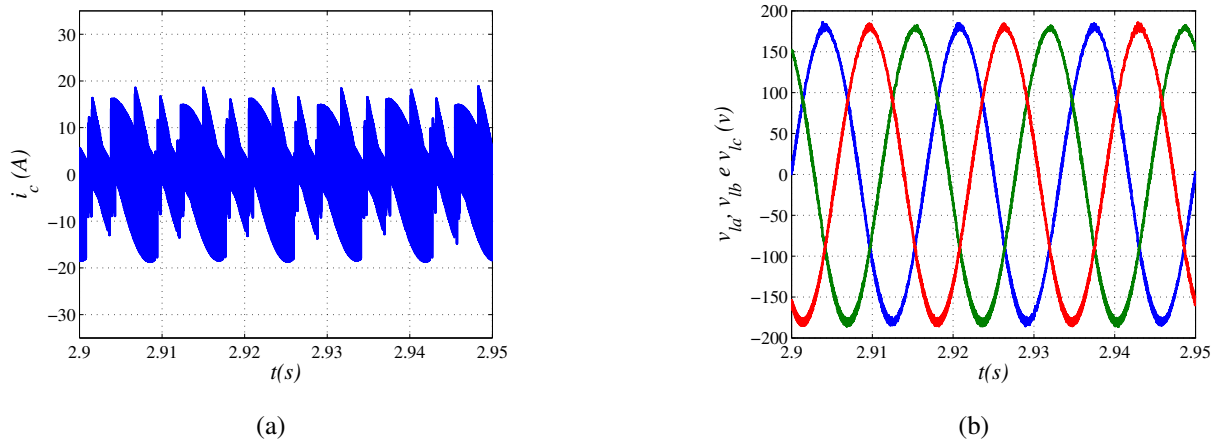


Figura 7.10: Resultado simulação para o conversor 9L1B. (a) corrente do capacitor do barramento CC i_c . (b) Tensões da carga trifásica v_{la} , v_{lb} e v_{lc} .

7.3.2 Duas Portadoras PWM

Fator de roda livre médio ($\mu = 0,5$)

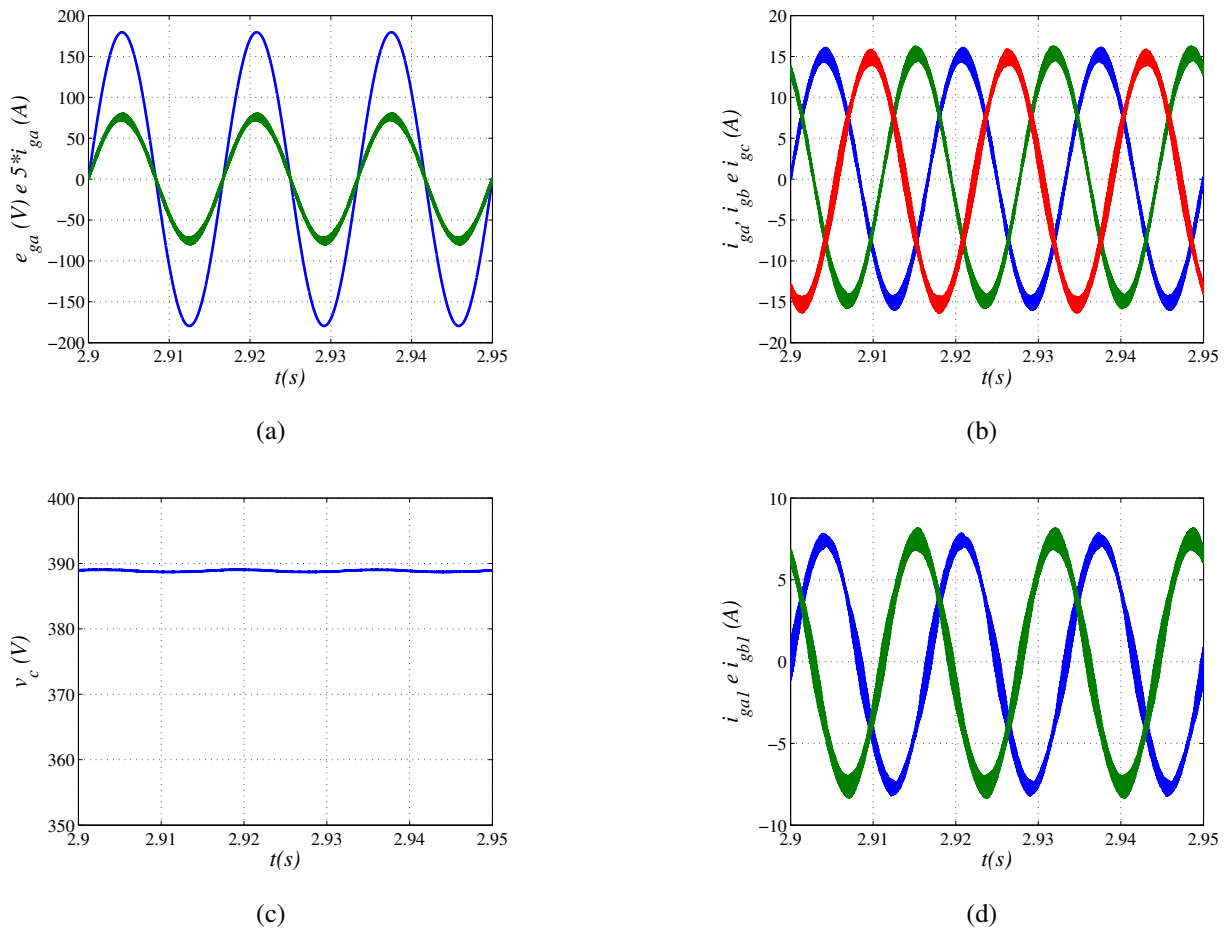


Figura 7.11: Resultado simulação para o conversor 9L1B. (a) Tensão e corrente da rede e_{ga} e i_{ga} . (b) Correntes da rede trifásica i_{ga} , i_{gb} e i_{gc} . (c) Tensão do capacitor (v_c). (d) Correntes internas i_{ga1} , i_{gb1} .

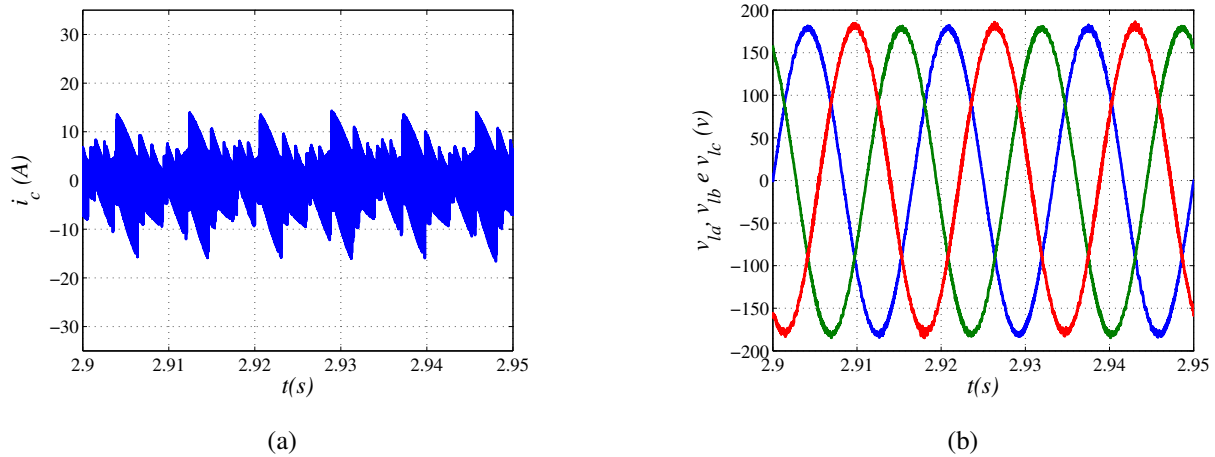


Figura 7.12: Resultado simulação para o conversor 9L1B. (a) corrente do capacitor (i_c). (b) Tensões da carga trifásica v_{la} , v_{lb} e v_{lc} .

Fator de roda livre mínimo ($\mu = 0$)

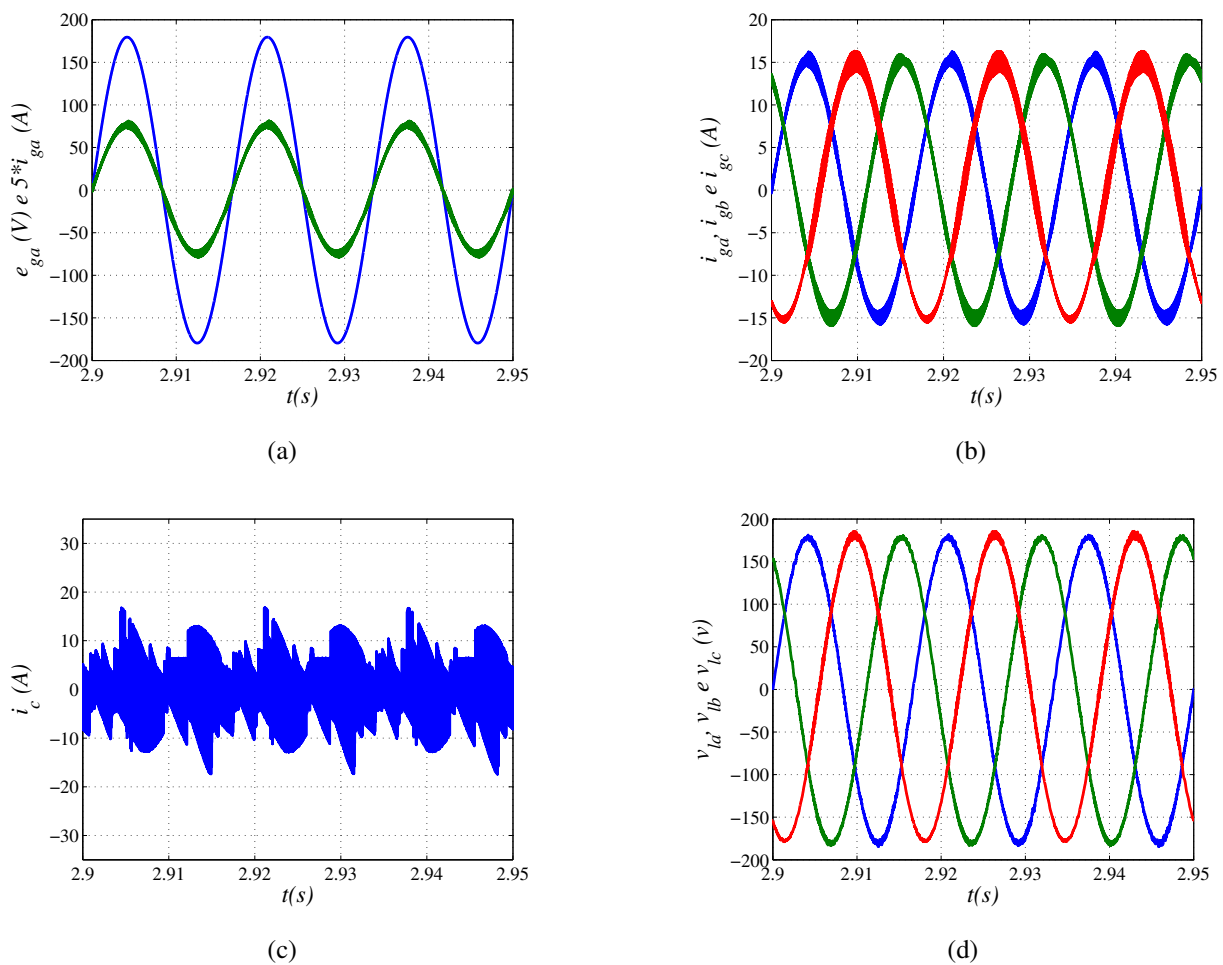


Figura 7.13: Resultado simulação para o conversor 9L1B. (a) Tensão e corrente da rede e_{ga} e i_{ga} . (b) Correntes da rede trifásica i_{ga} , i_{gb} e i_{gc} . (c) corrente do capacitor (i_c). (d) Tensões da carga trifásica v_{la} , v_{lb} e v_{lc} .

Fator de roda livre máximo ($\mu = 1$)

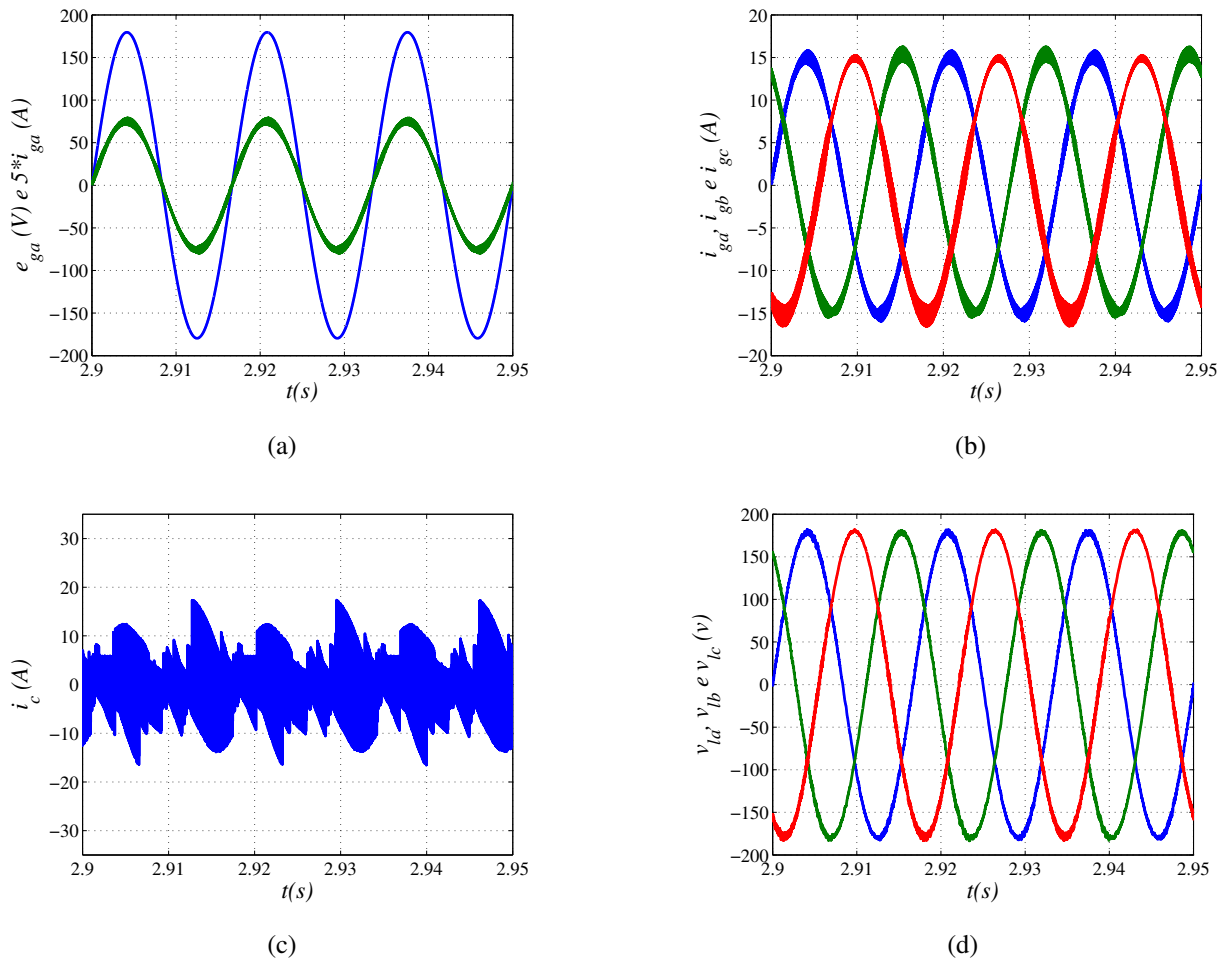


Figura 7.14: Resultado simulação para o conversor 9L1B. (a) Tensão e corrente da rede e_{ga} e i_{ga} . (b) Correntes da rede trifásica i_{ga} , i_{gb} e i_{gc} . (c) corrente do capacitor i_c . (d) Tensões da carga trifásica v_{la} , v_{lb} e v_{lc}

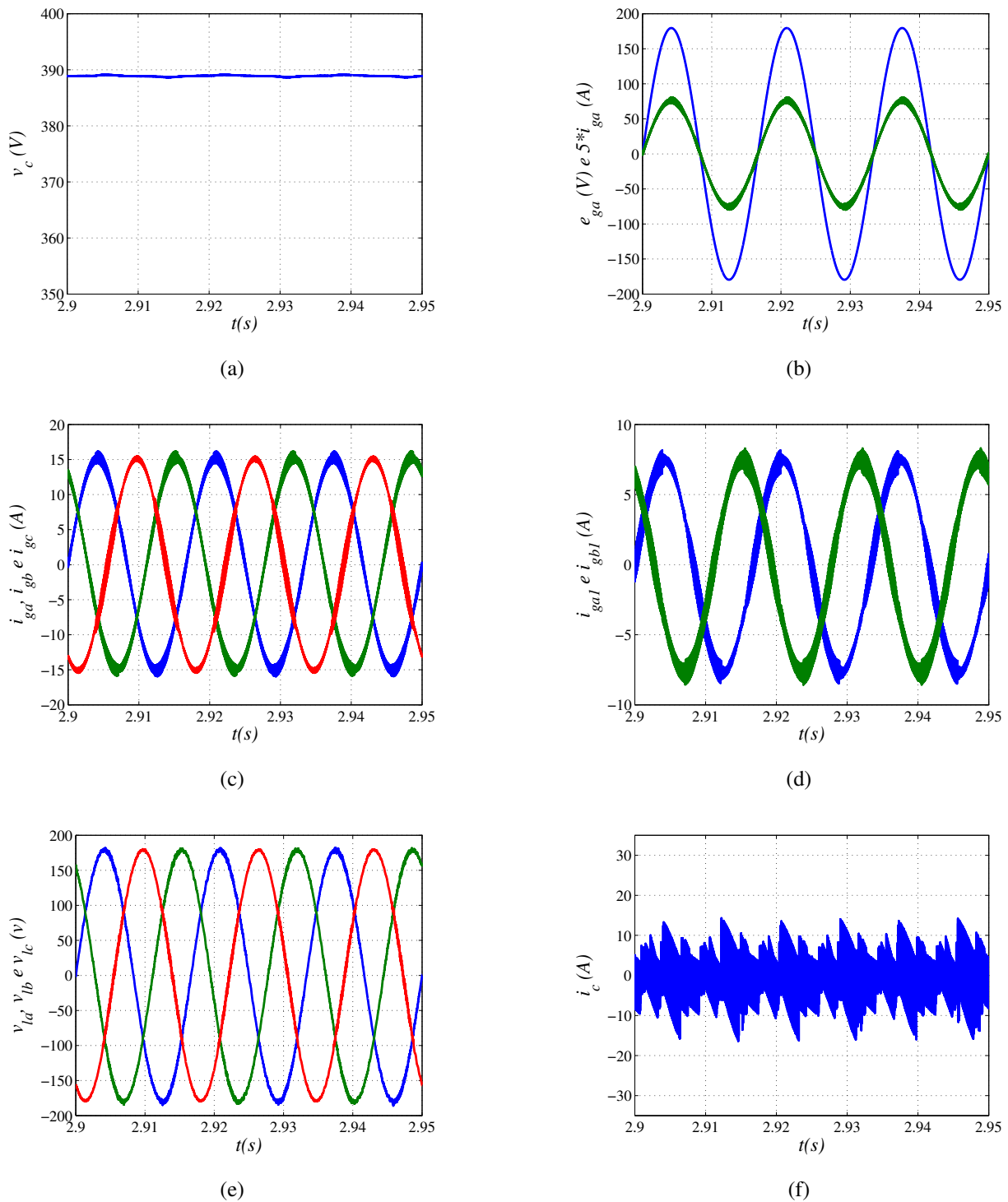
Grampeado (variando entre os $\mu = 0/0,5/1$)

Figura 7.15: Resultado simulação para o conversor 9L1B. (a) Tensão do capacitor v_c . (b) Tensão e corrente da rede e_{ga} e i_{ga} . (c) Correntes da rede trifásica i_{ga} , i_{gb} e i_{gc} . (d) Correntes internas i_{ga1} . (e) Tensões da carga trifásica v_{la} , v_{lb} e v_{lc} . (f) corrente do capacitor i_c .

Grampeado (variando entre os $\mu = 0/1$)

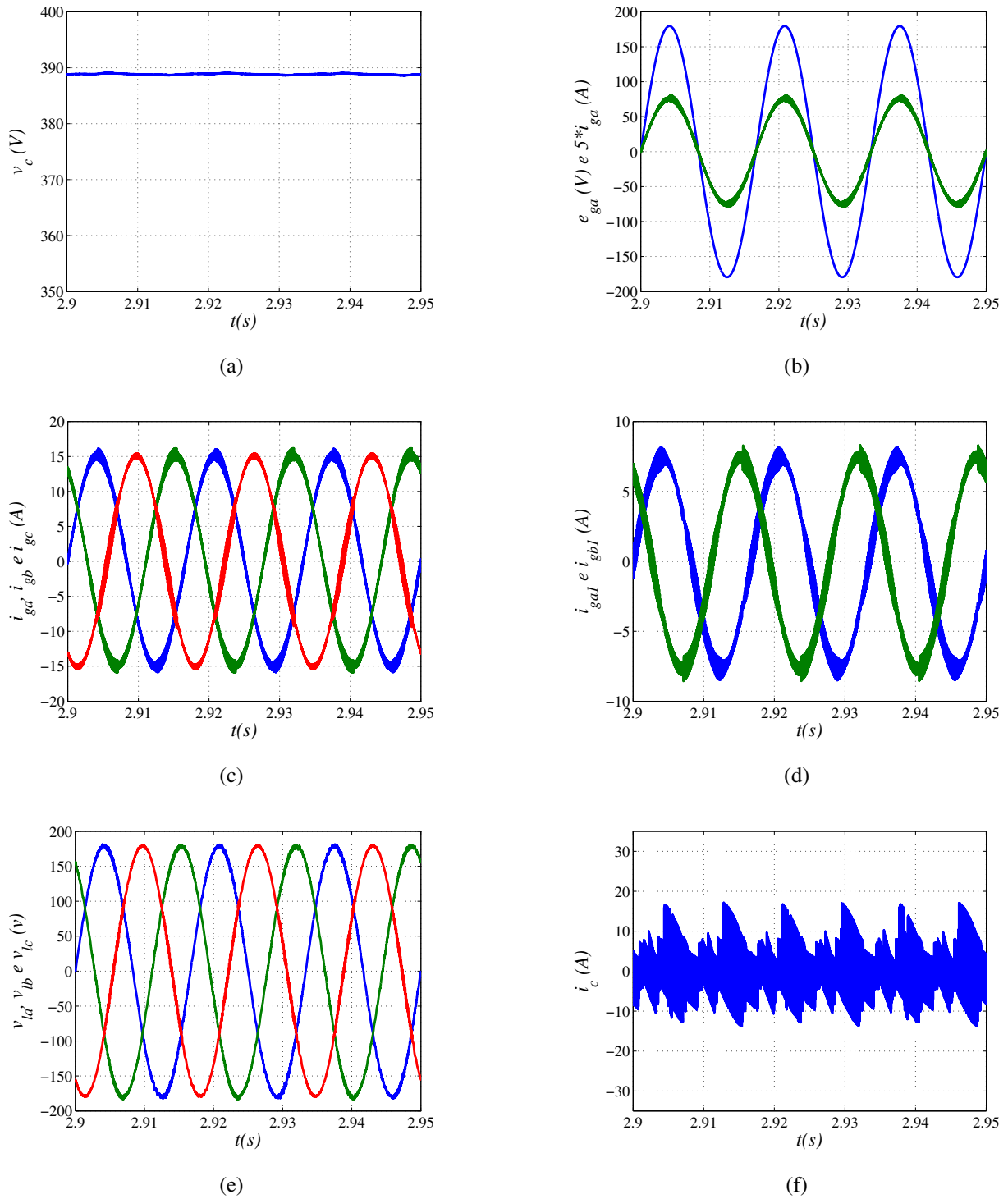


Figura 7.16: Resultado simulação para o conversor 9L1B. (a) Tensão do capacitor v_c . (b) Tensão e corrente da rede e_{ga} e i_{ga} . (c) Correntes da rede trifásica i_{ga} , i_{gb} e i_{gc} . (d) Correntes internas i_{ga1} e i_{gb1} . (e) Tensões da carga trifásica v_{la} , v_{lb} e v_{lc} . (f) corrente do capacitor i_c .

7.4 Experimental para o Conversor 10L2B

Os resultados experimentais foram obtidos a partir de uma plataforma de desenvolvimento experimental baseada em microcomputadores (PC-Pentium), equipada com placa de aquisição de dados e sensores. Os resultados foram obtidos para uma frequência de chaveamento de $10kHz$, a capacitância do barramento CC foi de $2200\mu F$, e o período de amostragem de $100\mu s$.

A topologia 10L2B foi montada e os resultados experimentais são mostrados nas Figuras 7.17 a 7.20. Resultados obtidos com uma e duas portadoras PWM , mas devido limitações da plataforma foi considerado as tensões auxiliares iguais a zero ($v_x, v_y = 0$), ou seja, não foi analisado a influência do μ .

7.4.1 Uma Portadora PWM

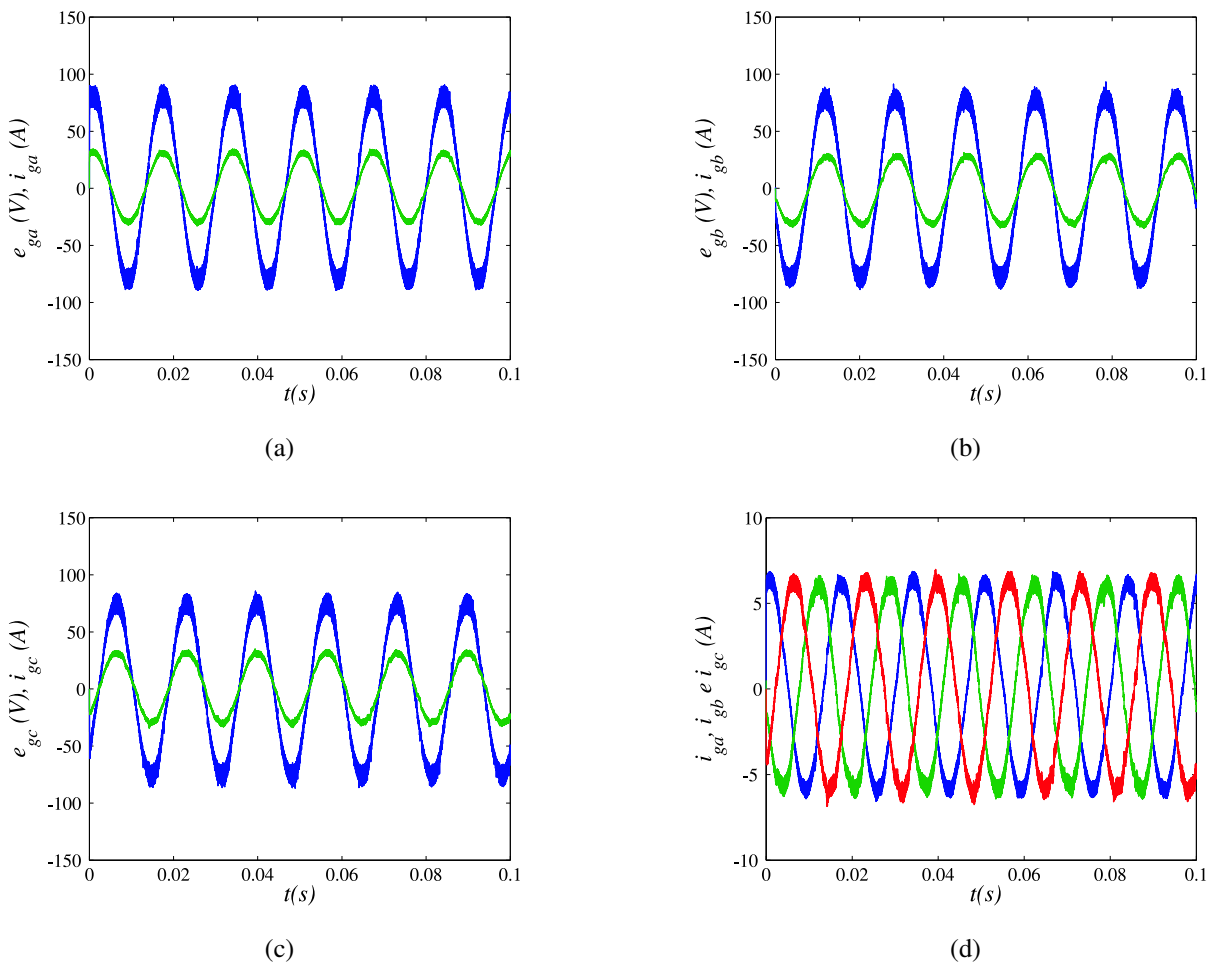


Figura 7.17: Resultado experimental para o conversor 10L2B. (a) Tensão e corrente da rede e_{ga} e i_{ga} . (b) Tensão e corrente da rede e_{gb} e i_{gb} . (c) Tensão e corrente da rede e_{gc} e i_{gc} . (d) Correntes da rede trifásica i_{ga} , i_{gb} e i_{gc} .

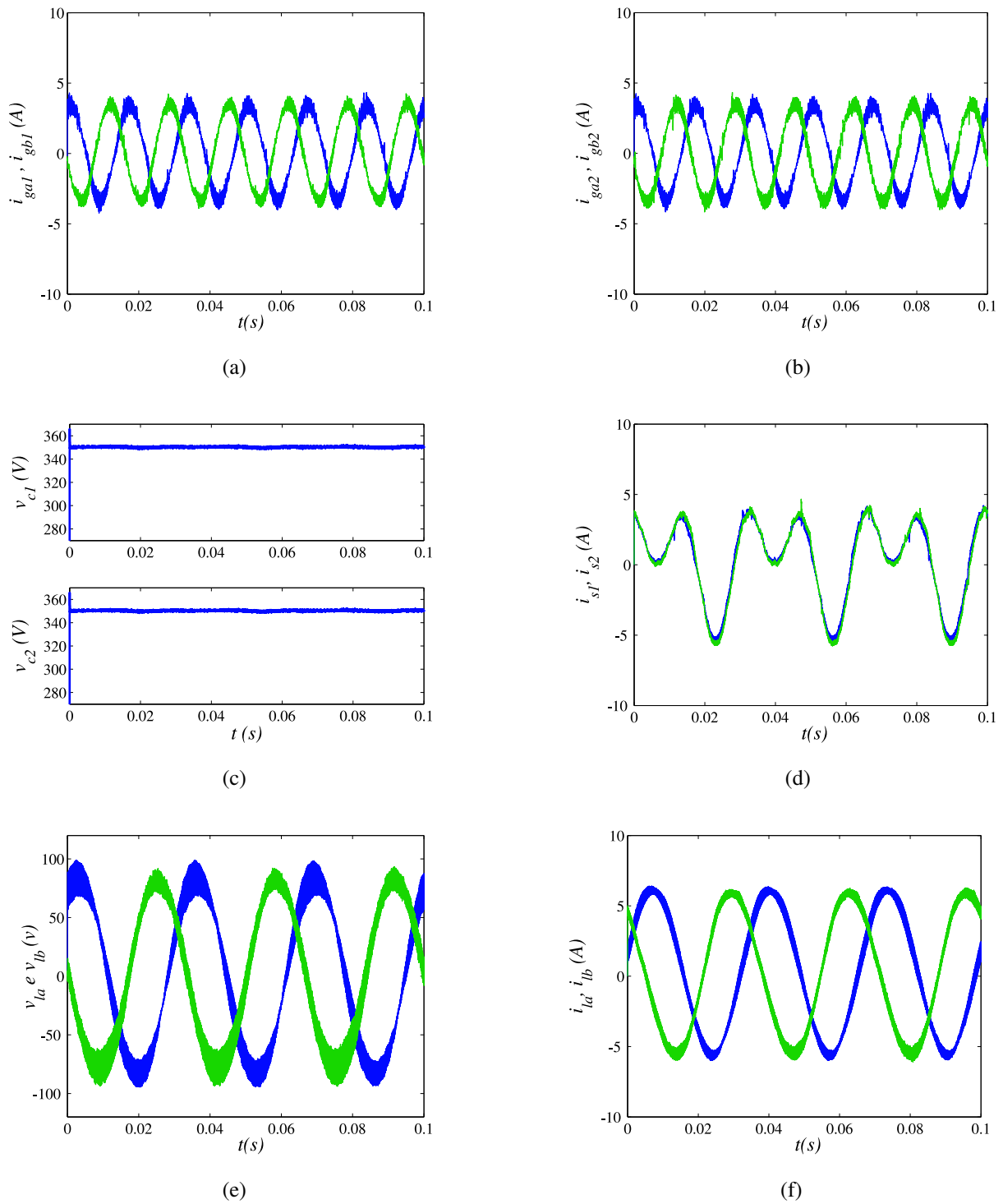


Figura 7.18: Resultado experimental para o conversor 10L2B. (a) Correntes internas (i_{ga1} e i_{gb1}). (b) Correntes internas (i_{ga2} e i_{gb2}). (c) Tensões do capacitor dos barramentos CC (v_{c1} e v_{c2}). (d) Correntes do braço compartilhado (i_{s1} e i_{s2}). (e) Tensões de Saída v_{la} e v_{lb} . (f) Correntes na carga i_{la} e i_{lb} .

7.4.2 Duas Portadoras PWM

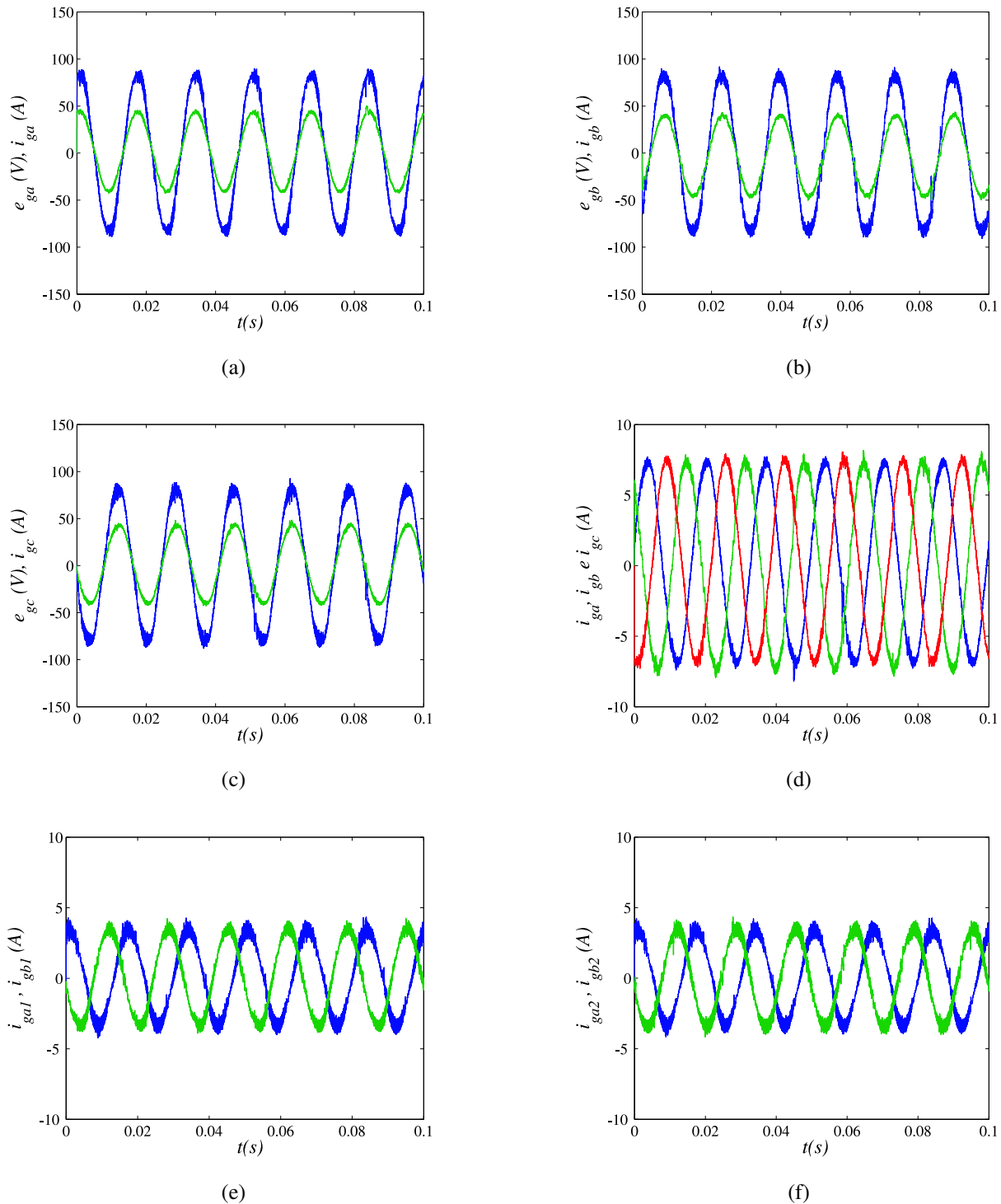


Figura 7.19: Resultado experimental para o conversor 10L2B. (a) Tensão e corrente da rede e_{ga} e i_{ga} . (b) Tensão e corrente da rede e_{gb} e i_{gb} . (c) Tensão e corrente da rede e_{gc} e i_{gc} . (d) Corrente da rede trifásica i_{ga} , i_{gb} e i_{gc} . (e) Correntes internas i_{ga1} e i_{gb1} . (f) Correntes internas i_{ga2} e i_{gb2} .

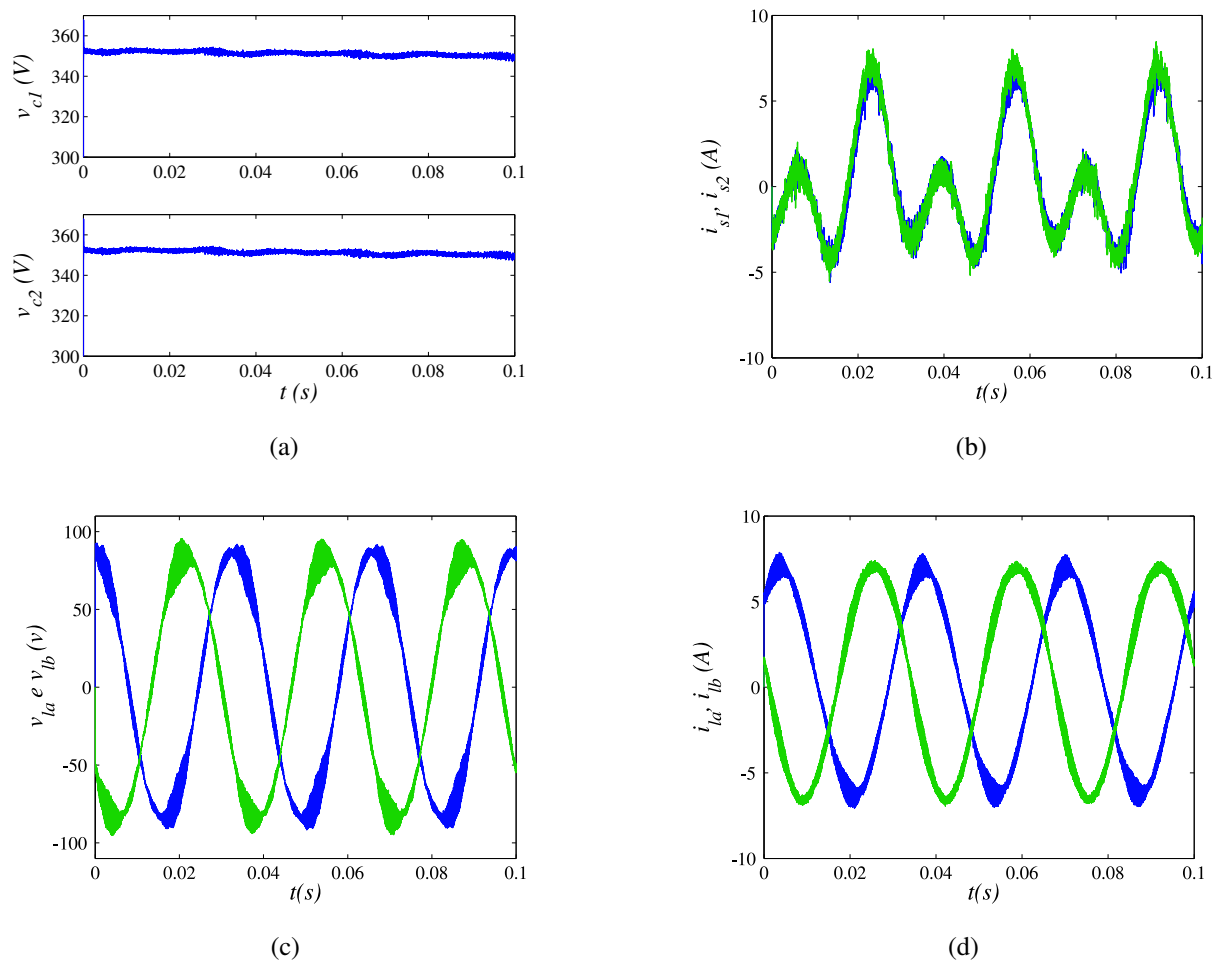


Figura 7.20: Resultado experimental para o conversor 10L2B. (a) Tensão do capacitor (v_{c1} e v_{c2}). (b) Correntes do braço compartilhado (i_{s1} e i_{s2}). (c) Tensões de Saída v_{la} e v_{lb} . (d) Correntes na carga i_{la} e i_{lb} .

7.5 Experimental para o Conversor 9L1B

A topologia 9L1B foi montada numa plataforma de desenvolvimento experimental e os resultados experimentais são mostrados nas Figuras 7.21 a 7.24. Resultados obtidos com uma e duas portadoras, e devido limitações da plataforma foi considerado a tensão auxiliar igual a zero ($v_x = 0$).

7.5.1 Uma Portadora PWM

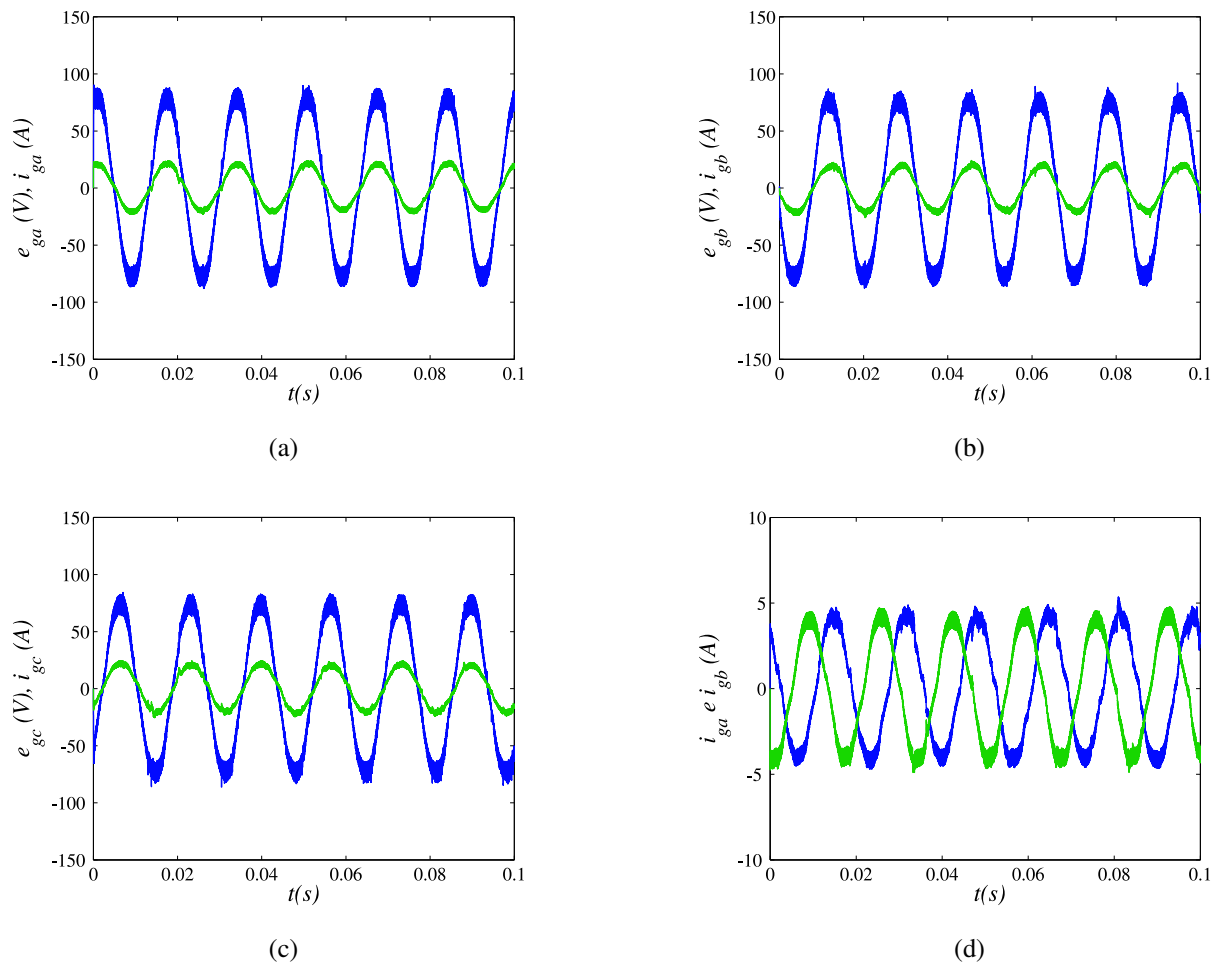


Figura 7.21: Resultado experimental para o conversor 9L1B. (a) Tensão e corrente da rede e_{ga} e i_{ga} . (b) Tensão e corrente da rede e_{gb} e i_{gb} . (c) Tensão e corrente da rede e_{gc} e i_{gc} . (d) Correntes da rede trifásica i_{ga} e i_{gb} .

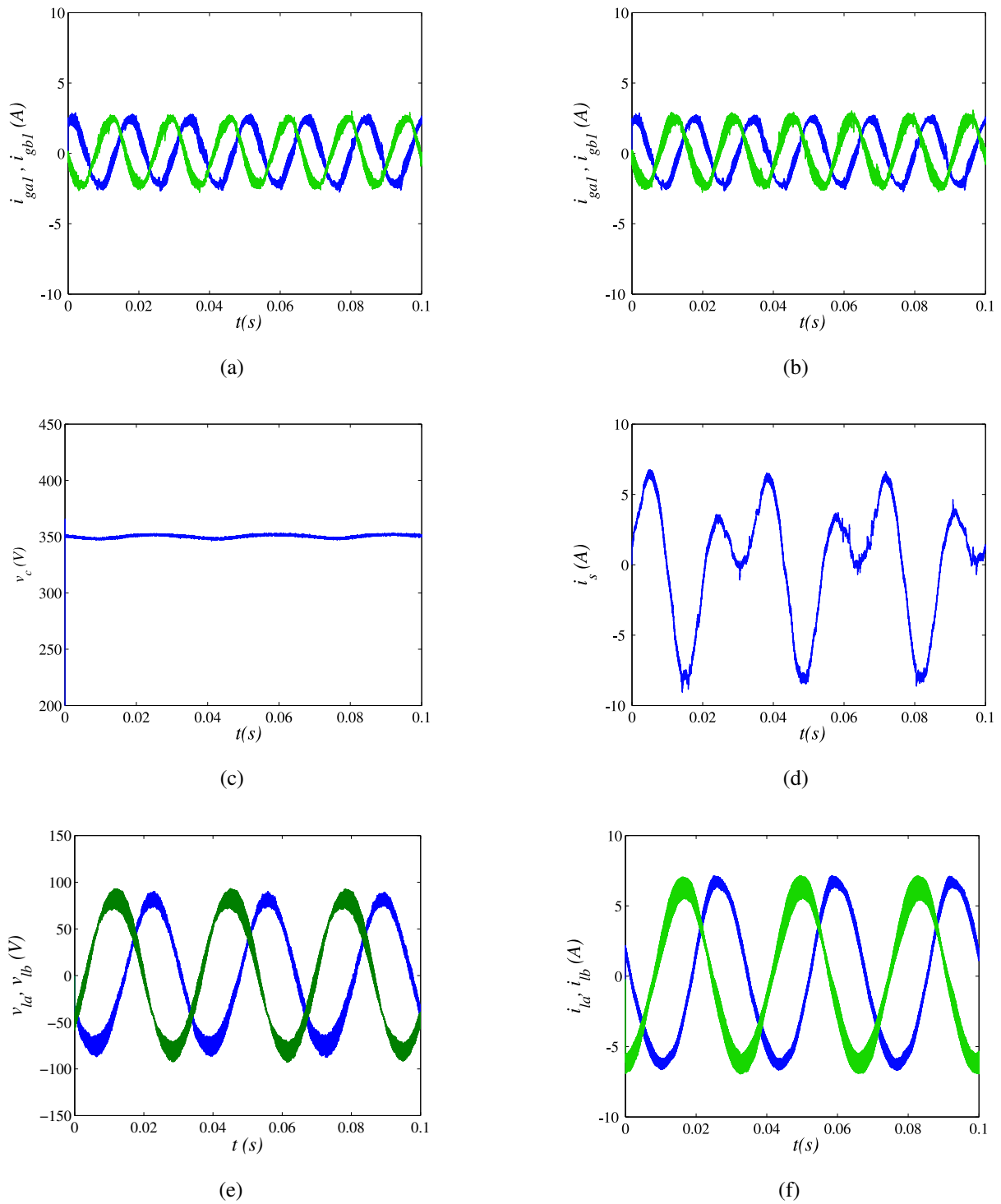


Figura 7.22: Resultado experimental para o conversor 9L1B. (a) Correntes internas i_{ga1} e i_{gb1} . (b) Correntes internas i_{ga2} e i_{gb2} . (c) Tensões do capacitor v_{c1} e v_{c2} . (d) Corrente do braço compartilhado i_s . (e) Tensões de Saída v_{la} , e v_{lb} . (f) Correntes na carga i_{la} e i_{lb} .

7.5.2 Duas Portadoras PWM

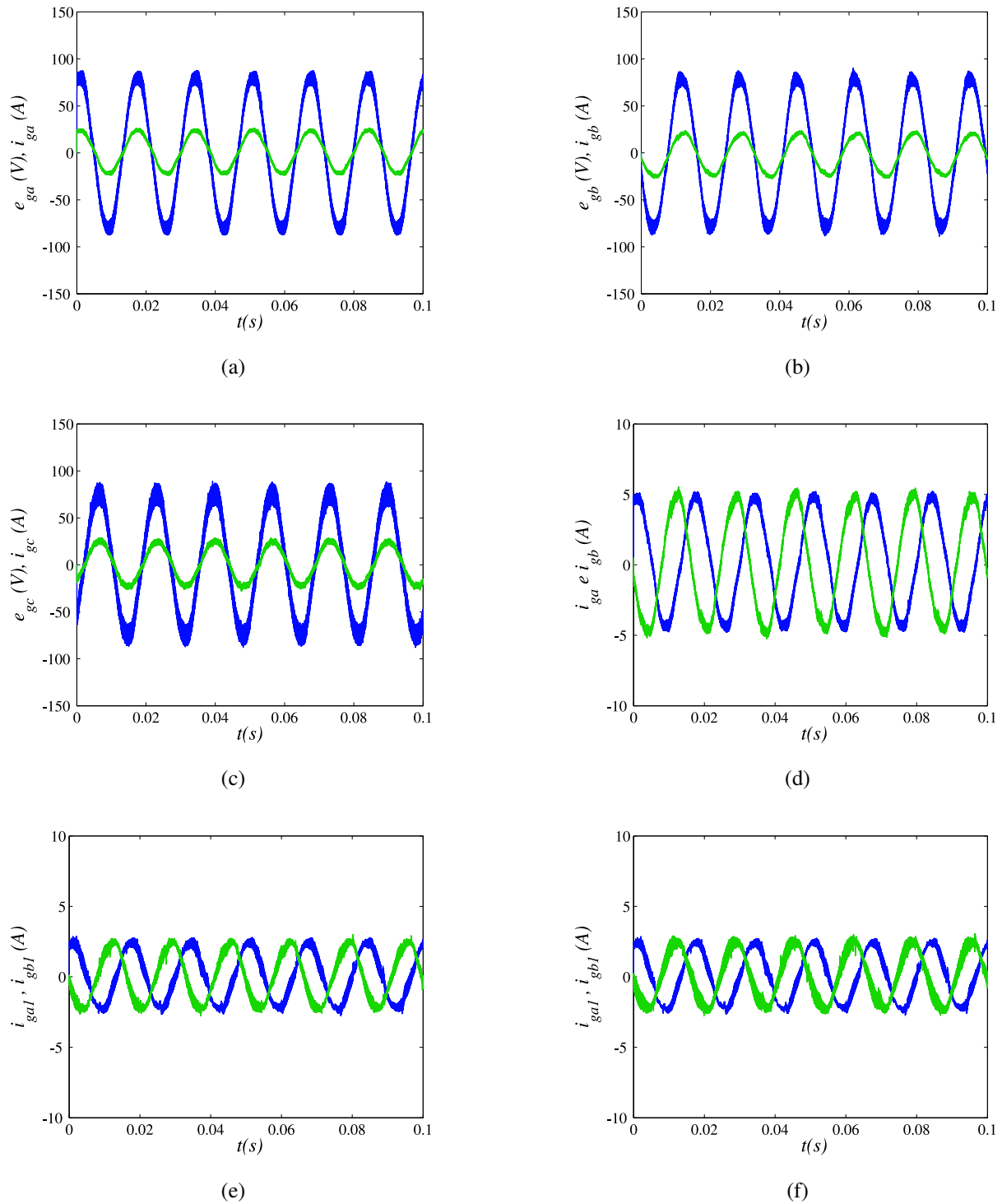


Figura 7.23: Resultado experimental para o conversor 9L1B. (a) Tensão e corrente da rede e_{ga} e i_{ga} . (b) Tensão e corrente da rede e_{gb} e i_{gb} . (c) Tensão e corrente da rede e_{gc} e i_{gc} . (d) Correntes da rede trifásica i_{ga} e i_{gb} . (e) Correntes internas i_{ga1} e i_{gb1} . (f) Correntes internas i_{ga2} e i_{gb2} .

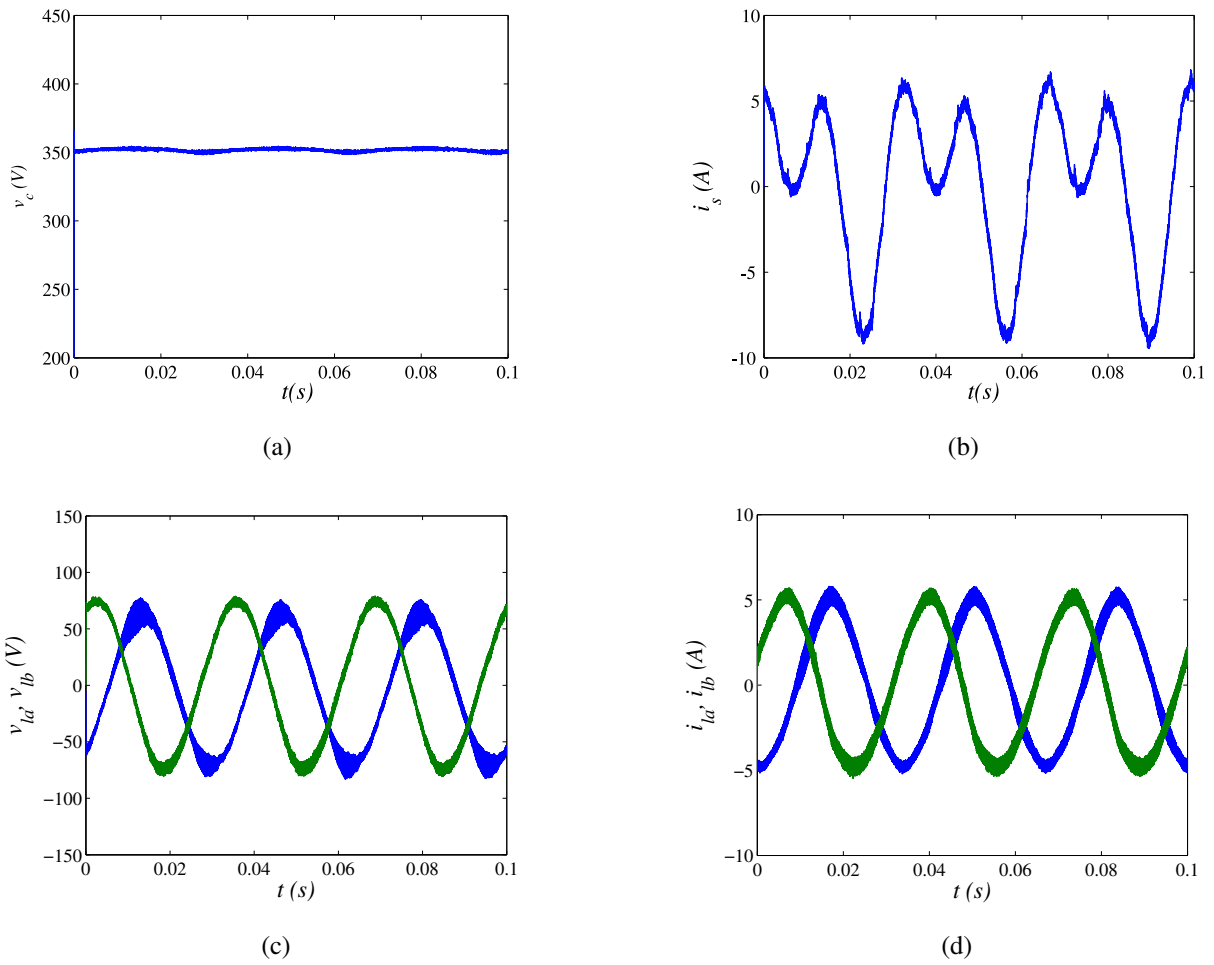


Figura 7.24: Resultado experimental para o conversor 9L1B. (a) Tensão do capacitor v_{c1} e v_{c2} . (b) Corrente do braço compartilhado i_s . (c) Tensões de Saída e_{la} e e_{lb} . (d) Correntes na carga i_{la} e i_{lb} .

7.6 Conclusão

Neste capítulo, foram expostos os resultados de simulação e de experimentação de duas topologias de conversores *CA-CC-CA* trifásico-trifásicos conectados em paralelo sem uso de transformadores (10L2B e 9L1B). Assim, validando os circuitos apresentados nesse trabalho.

Os resultados de simulação, foram apresentados resultados da topologia convencional e das topologias 10L2B e 9L1B com uma e duas portadoras *PWM* para os fatores de roda livre iguais a $\mu = 0$, $\mu = 0,5$, $\mu = 1$, $\mu = 0/1$ e $\mu = 0/1/0,5$. Observou-se que os controles das correntes da rede, das tensões do barramento e das tensões na carga foram satisfatórios.

Esses resultados dão a nítida noção da influência do número de portadoras *PWM* nas correntes da rede. Por exemplo, para a topologia 10L2B comparando-se as Figuras 7.2(a) e 7.3(c) não nota-se diferença em relação a ondulação na corrente entre a topologia convencional e a 10L2B com uma portadora *PWM* e $\mu = 0,5$ mas quando comparado com a da Figura 7.6(c), nota-se a redução na ondulação para a topologia proposta com duas portadoras. Já com relação ao conversor 9L1B, observa-se nitidamente as faixas com menor ondulação nas correntes para a topologia com duas portadoras *PWM* e com $\mu = 0$ e $\mu = 1$, visto nas Figuras 7.13(b) e 7.14(b). Já para a topologia proposta com o μ variável ($\mu = 0/1/0,5$ e $\mu = 0/1$) observa-se as regiões de menor ondulação.

No resultado experimental, foram exibidos resultados tanto para topologia 10L2B e a 9L1B com uma e duas portadoras *PWM*. Porém devido as limitações da bancada utilizada, a tensão v_x foi considerada igual a zero, daí não foi possível observar experimentalmente a influência de μ . Entretanto, nos resultados das corrente das Figuras 7.17(c) e 7.19(d) é possível observar a influência do número de portadoras e a ondulação nas curvas das tensões da carga e o mesmo é observado para as correntes da rede.

Capítulo 8

Conclusões Finais e Trabalhos Futuros

8.1 Conclusões Finais

Neste trabalho, foram apresentadas e analisadas seis novas topologias de conversores estáticos *CA-CC-CA* trifásico-trifásico conectados em paralelo sem uso de componentes passivos para sua isolamento.

Para todas as topologias investigadas, foram apresentados os modelos dinâmicos e com base nesses modelos foram desenvolvidas às estratégias de controle e às estratégias *PWM*, de forma a garantir um bom desempenho das estruturas apresentadas. O sistema de controle garantiu correntes da rede senoidais e em fase com as tensões da rede, tensões fornecidas à carga senoidais e equilibradas, regulação das tensões dos barramentos e divisão do fluxo de potência. No que diz respeito às estratégias *PWM*, foi investigada a influência do uso de uma, duas e seis portadoras *PWM* no desempenho das topologias, como também foi introduzido o parâmetro μ (fator de distribuição de roda livre) no cálculo das tensões de polo, de forma a obter uma melhor distribuição dos pulsos das tensões *PWM*.

Com o intuito de avaliar e comparar as topologias apresentadas, frente às topologias convencionais, três critérios foram utilizados neste trabalho. A taxa de distorção harmônica da corrente da rede e da tensão da carga, as perdas de alta frequência dos capacitores no barramento *CC* e as perdas de condução e chaveamento nos semicondutores. As análises da *WTHD* foram feitas para as topologias 10L2BI, 10L2B, 9L1BI e 9L1B. Como entre as topologias de dez braços e entre as topologias de nove braços apresentaram a mesma característica de *WTHD*. As análises das perdas tanto no capacitor como nos semicondutores foram feitas somente para as topologias 10L2B e 9L1B.

Verificou-se que para as topologias avaliadas, quando se usa uma única portadora *PWM*, as distorções harmônicas das correntes de entrada e das tensões de saída são similares às das topologias convencionais. Contudo, foi observado também que usando duas portadoras *PWM* (triangulares com mesma amplitude e frequência, mas defasadas de 180°), que para as topologias com dez braços as configurações estudadas apresentaram um desempenho superior frente às topologias

convencionais, com redução das distorções harmônicas das correntes da rede e da tensões da carga. Já para as topologias com nove braços usando duas portadoras *PWM* as distorções nos braços com paralelismo observa-se a mesma característica que as configurações de dez braços. Porém para a fase do braço compartilhado não observa esse mesmo resultado por causa do não paralelismo dos braços, ou seja, não observa os pulsos intercalados nessa fase para a redução da ondulação na corrente da rede e na tensão da carga.

Sabe-se que as perdas de potência no capacitor está diretamente relacionada a corrente *RMS* dos capacitores. Assim, verificou-se que a corrente *RMS* dos capacitores em algumas configurações foi reduzida, portanto as perdas de alta frequência e os esforços dos capacitores do barramento *CC* diminuíram. Como consequência tem-se o aumento do tempo de vida dos capacitores. Para a topologia 10L2B observou-se perdas inferiores que o convencional para a topologia proposta com uma ou duas portadoras. Na topologia 9L1B observou-se os melhores resultados para a topologia proposta com duas portadoras, sendo com $\mu = 0,5$ a configuração que apresentou menores perdas no capacitor do barramento *CC*.

Observou-se para as topologias estudadas, a redução das perdas de condução e de chaveamento devido a redução dos níveis de corrente em cada chave do conversor. Para a configuração 10L2B a topologia que apresentou a maior redução nas perdas totais foi a proposta com duas portadoras *PWM* e $\mu = 0$ ou 1. Já para a topologia 9L1B, a melhor configuração foi a topologia proposta com duas portadoras *PWM* e $\mu = 0/1$.

Entretanto, as configurações de conversores *CA-CC-CA* conectados em paralelo apresentam algumas desvantagens frente as topologias convencionais: o aumento do investimento inicial em virtude do maior número de chaves de potência, de indutores de filtro e de capacitores (para as topologias com dois barramentos *CC*), e aumento das distorções harmônicas das correntes internas com uso de múltiplas portadoras *PWM* que implica no aumento das perdas de chaveamento dos conversores e na limitação da redução dos indutores de filtro.

8.2 Resumo do Desempenho das Topologias Propostas

O resumo do desempenho da topologia 10L2B e 9L1B, levando em consideração os três critérios de comparação abordados neste trabalho, são mostrados na tabela 8.1 e 8.2, respectivamente. Estes resultados são relacionados com as configurações convencionais.

Tabela 8.1: Resumo do desempenho da topologia com Dez Braços e dois barramentos 10L2B.

Topologia 10L2B					
PWM		$P-1P$	$P-2P$		$P-6P$
Critérios		$\mu = 0,5$	$\mu = 0,5$	$\mu = 0$ ou 1	$\mu = 0,5$
<i>WTHD</i>	v_{ga}	1,0	0,41	0,40	0,36
	v_{la}	1,0	0,47	0,44	0,40
$P_{c,rms}^{hf}$		0,46	0,58	0,98	1,96
P_t		0,81	0,85	0,73	0,87

Na Tabela 8.1 é visto que uma solução para a topologia 10L2B, é a utilização de duas portadoras *PWM* com $\mu = 0,5$, pois permite reduzir distorção harmônica da corrente da rede em 59% e da tensão na carga em 53%, como também reduz das perdas de alta frequência dos capacitores em 42% e as perdas nos semicondutores em 15%.

Tabela 8.2: Resumo do desempenho da topologia com Nove Braços e Um barramento 9L1B.

Topologia 9L1B							
PWM		$P-1P$	$P-2P$				$P-6P$
		$\mu = 0,5$	$\mu = 0,5$	$\mu = 0$ ou 1	$\mu = 0/1/0,5$	$\mu = 0/1$	$\mu = 0,5$
<i>WTHD</i>	v_{ga}	1,0	0,66	0,66	0,65	0,67	0,63
	v_{gc}	1,0	1,08	1,08	1,0	1,05	1,07
	v_{la}	1,0	0,66	0,66	0,65	0,67	0,62
	v_{lc}	1,0	1,12	1,12	1,0	1,05	1,07
$P_{c,rms}^{hf}$		0,93	0,67	0,96	0,90	0,77	1,10
P_t		0,78	0,87	0,85	0,83	0,75	0,82

Na Tabela 8.2 observa-se que uma solução para a topologia 9L1B, é a utilização de duas portadoras *PWM* com $\mu = 0,5$, pois permite reduzir distorção harmônica da corrente da rede em 34% e da tensão na carga em 34% nas fases com paralelismo, como também reduz as perdas de alta frequência dos capacitores em 33%, e em 13% as perdas nos semicondutores, ou com $\mu = 0/1$ que reduz a distorção harmônica da corrente da rede em 33% e da tensão na carga em 33% nas fases com paralelismo, reduz as perdas de alta frequência dos capacitores em 23%, e em 25% as perdas nos semicondutores.

8.3 Trabalhos Futuros

1. Resultados experimentais com a utilização das tensões auxiliares para as topologias propostas;
2. Estudo mais detalhado das perdas de chaveamento e condução, por exemplo, considerando as chaves de potência com diferentes valores nominais;
3. Estudos de novas configurações de conversores em paralelo com número reduzido de componentes.
4. Estudo mais detalhado das topologias generalizadas, de forma a definir o limite do número de conversores conectados em paralelo.

Referências

- [1] MOHAN, N.; UNDERLAND, T. e W.P., R. (2003) "Power Electronics: Converters, Applications and Design", Nova York, EUA, 3^o edic..
- [2] BRAGA, H. A. C. e BARBI, I. (2000) "Conversores Estáticos Multiníveis-Uma Revisão", Controle e Automação, págs. 20–28.
- [3] DING, K.; CHENG, K.; XUE, X.; DIVAKAR, B.; WANG, S.; XU, C. e WANG, D. (2009) "A novel single-phase voltage sag restorer with diode-clamped multilevel bridge", In: *PESA'09*, págs. 1–6.
- [4] PENG, F. (2000) "A generalized multilevel inverter topology with self voltage balancing", In: *IAC'00.*, págs. 2024–2031.
- [5] LOH, P. C.; HOLMES, D.; FUKUTA, Y. e LIPO, T. (2003) "Reduced common-mode modulation strategies for cascaded multilevel inverters", *IEEE Transactions Industry Applications*, págs. 1386–1395, Vol. 39.
- [6] LOH, P. C.; HOLMES, D.; FUKUTA, Y. e LIPO, T. (2004) "A reduced common mode hysteresis current regulation strategy for multilevel inverters", *IEEE Transactions Power Electronics*, págs. 192–200, Vol. 19.
- [7] COLAK, I.; KABALCI, E. B. R. S. S. (2009) "The Design and Analysis of a 5-Level Cascaded Voltage Source Inverter with Low THD", *POWERENG '09*, págs. 575–580.
- [8] GARTH, D. R.; MULDOON, W. J. B. G. C. e COSTAGUE, E. N. (1971) "Multi-phase, 2 Kilowatt, High Voltage, Regulated Power Supply", *PESC'71 IEEE*, págs. 110–116.
- [9] CAI, H.; ZHAO, R. e YANG, H. (2008) "Study on Ideal Operation Status of Parallel Inverters", *IEEE Transactions Power Electronics*, págs. 2964–2969, Vol. 23.
- [10] CHEN, S.; JIANG, X. e CHAI, J. (2008) "Analysis of harmonic and circulating current for paralleling inverters in MW-level wind energy conversion system", In: *ICEMS'08 IEEE*, págs. 2489–2492.
- [11] CHEN, Y. e SMEDLEY, K. (2007) "Parallel Operation of One-Cycle Controlled Three-Phase PFC Rectifiers", *IEEE Transactions Industrial Electronics*.
- [12] YE, Z.; BOROYEVICH, D.; CHOI, J.-Y. e LEE, F. C. (2000) "Control of circulating current in parallel three-phase boost rectifiers", In: *APEC'00 IEEE*, págs. 506–512.

- [13] SATO, Y. e KATAOKA, T. (1995) "Simplified control strategy to improve AC-input-current waveform of parallel-connected current-type PWM rectifiers", *IEEE Proceedings Electric Power Applications*, págs. 246–254, Vol. 142.
- [14] KAWABATA, T. e HIGASHINO, S. (1988) "Parallel operation of voltage source inverters", *IEEE Transactions Industry Applications*, págs. 281–287, Vol. 24.
- [15] MULLER, I.; BLAETH, Y.; PEREIRA, C.; GABIATTI, G. e BONAN, G. (2009) "Simplifying the design of parallel-connected UPS inverters by means of the per unit system", In: *COBEP'09 IEEE*, págs. 544–550.
- [16] CHEN, J.-F. e CHU, C.-L. (1995) "Combination voltage-controlled and current-controlled PWM inverters for UPS parallel operation", *IEEE Transactions Power Electronics*, págs. 547–558, Vol. 10.
- [17] THUNES, J.; KERKMAN, R.; SCHLEGEL, D. e ROWAN, T. (1999) "Current regulator instabilities on parallel voltage-source inverters", *IEEE Transactions Industry Applications*, págs. 70–77, Vol. 35.
- [18] KOMATSUZAKI, Y. (1994) "Cross current control for parallel operating three phase inverter", In: *Power Electronics Specialists Conference, PESC, 25th Annual IEEE*, págs. 943–950, Vol.2.
- [19] OGASAWARA, S.; TAKAGAKI, J.; AKAGI, H. e NABAE, A. (1992) "A novel control scheme of a parallel current-controlled PWM inverter", *IEEE Transactions Industry Applications*, (5):1023–1030, Vol. 28.
- [20] MORAN, L.; DIXON, J. e WALLACE, R. (1995) "A three-phase active power filter operating with fixed switching frequency for reactive power and current harmonic compensation", *IEEE Transactions Industrial Electronics*, págs. 402–408, Vol. 42.
- [21] LEDWICH, G. e DOULAI, P. (1995) "Multiple converter performance and active filtering", *IEEE Transactions Power Electronics*, págs. 273–279, Vol. 10.
- [22] ASIMINOAEI, L.; AELOIZA, E.; ENJETI, P. e BLAABJERG, F. (2008) "Shunt Active-Power-Filter Topology Based on Parallel Interleaved Inverters", *IEEE Transactions Industrial Electronics*, págs. 1175–1189, Vol. 55.
- [23] JIAN-LIN, L.; SHU-JU, H.; MEI, L.; YING, Z.; DE-GUO, K. e HONG-HUA, X. (2008) "Research on the application of parallel back-to-back PWM converter on direct-drive wind power system", In: *DRPT'08*, págs. 2504 –2508.
- [24] HUANG, S.; LONG, X.; CAI, L.; HUANG, K. e GAO, J. (2008) "An engineering design of a 2MW direct-drive permanent-magnet wind-power generation system", In: *ICEMS'08*, págs. 2337–2342.
- [25] HUANG, K.; ZHANG, Y.; HUANG, S.; LU, J.; GAO, J. e CAI, L. (2009) "Some Practical Consideration of a 2MW Direct-Drive Permanent-Magnet Wind-Power Generation System", In: *ICEET'09*, Vol. 1, págs. 824 –828.

- [26] HU, W.; WANG, Y.; YAO, W.; WU, J.; ZHANG, H. e WANG, Z. (2008) "An efficient experimental method for high power direct drive wind energy conversion systems", In: *PESC'08 IEEE*, págs. 3955–3959.
- [27] ITKONEN, T.; LUUKKO, J.; LAAKKONEN, T.; SILVENTOINEN, P. e PYRHONEN, O. (2008) "Switching effects in directly paralleled three-phase AC/DC/AC converters with separate DC links", In: *PESC'08 IEEE*, págs. 1937–1943.
- [28] JACOBINA, C. B.; DOS SANTOS, E. C.; DE S. GOUVEIA, B. e DA SILVA, E. R. C. (2008) "Reversible AC Drive Systems Based on Parallel AC-AC DC-Link Converters", In: *IAS'08 IEEE*, págs. 1–7.
- [29] JACOBINA, C. B.; DOS SANTOS, E. C. e FABRICIO, E. (2008) "Single-phase to three-phase drive system using two parallel single-phase rectifiers", In: *PESC'08 IEEE*, págs. 901–905.
- [30] ROCHA, N. (2010) "Associação em Paralelo de Conversores Estáticos com Barramento CC", Tese de doutorado, Universidade Federal Campina Grande, UFCG.
- [31] TALEBI, N.; SADRNIA, M. e RAFIEI, S. (2009) "Current and voltage control of paralleled multi-module inverter systems", In: *MED'09*, págs. 1498–1503.
- [32] ASIMINOAEI, L.; AELOIZA, E.; KIM, J.; E. ENJETI, P. e BLAABJERG, F. (2006) "Parallel Interleaved Inverters for Reactive Power and Harmonic Compensation", In: *PESC'06 IEEE*, págs. 788–794.
- [33] RAMOS, R.; BIEL, D.; FOSSAS, E. e GUINJOAN, F. (2008) "Interleaving Quasi-Sliding-Mode Control of Parallel-Connected Buck-Based Inverters", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*.
- [34] ZHANG, D.; WANG, F.; BURGOS, R. e BOROYEVICH, D. (2009) "Common mode circulating current control of interleaved three-phase two-level voltage-source converters with discontinuous space-vector modulation", In: *ECCE'09 IEEE*, págs. 2801–2807.
- [35] ZHANG, D.; WANG, F.; BURGOS, R.; LAI, R. e BOROYEVICH, D. (2008) "Interleaving Impact on AC Passive Components of Paralleled Three-Phase Voltage-Source Converters", In: *IAS'08 IEEE*, págs. 1–7.
- [36] ZHANG, D.; WANG, F.; BURGOS, R.; LAI, R.; THACKER, T. e BOROYEVICH, D. (2008) "Interleaving impact on harmonic current in DC and AC passive components of paralleled three-phase voltage-source converters", In: *APEC'08 IEEE*, págs. 219–225.
- [37] BEECHNER, T. e SUN, J. (2008) "Harmonic cancellation under interleaved PWM with harmonic injection", In: *PESC'08 IEEE*, págs. 1515–1521.
- [38] AMARAL, A. e CARDOSO, A. (2008) "An Economic Offline Technique for Estimating the Equivalent Circuit of Aluminum Electrolytic Capacitors", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, págs. 2697–2710, Vol. 57.

- [39] HARADA, K.; KATSUKI, A. e FUJIWARA, M. (1993) "Use of ESR for deterioration diagnosis of electrolytic capacitor", *IEEE Transactions Power Electronics*, págs. 355–361, Vol. 8.
- [40] CHEN, W.-M.; WU, H.-C.; CHOU, M.-W. e LEE, K.-Y. (2008) "Online Failure Prediction of the Electrolytic Capacitor for LC Filter of Switching-Mode Power Converters", *IEEE Transactions Industrial Electronics*, págs. 400–406, Vol. 55.
- [41] DIAS, J.; DOS SANTOS, E.; JACOBINA, C. e DA SILVA, E. (2009) "Application of single-phase to three-phase converter motor drive systems with IGBT dual module losses reduction", In: *COBEP'09 IEEE*, págs. 1155–1162.
- [42] CAVALCANTI, M.; DA SILVA, E.; BOROYEVICH, D.; DONG, W. e JACOBINA, C. (2003) "A feasible loss model for IGBT in soft-switching inverters", In: *PESC'03 IEEE*, págs. 1845–1850.
- [43] DIXON, J. W. e OOI, B. T. (1989) "Series and parallel operation of hysteresis current-controlled PWM rectifiers", *IEEE Transactions Industry Applications*, págs. 644–651, Vol. 25.
- [44] MATSUI, K.; MURAI, Y.; WATANABE, M.; KANEKO, M. e UEDA, F. (1993) "A pulsewidth-modulated inverter with parallel connected transistors using current-sharing reactors", *IEEE Transactions Power Electronics*, págs. 186–191 Vol. 8.
- [45] ASIMINOAEI, L.; AELOIZA, E.; KIM, J.; ENJETI, P.; BLAABJERG, F.; MORAN, L. e SUL, S. (2006) "An interleaved active power filter with reduced size of passive components", In: *APEC'06*, págs. 19–23.
- [46] YE, Z.; BOROYEVICH, D.; CHOI, J.-Y. e LEE, F. C. (2002) "Control of circulating current in two parallel three-phase boost rectifiers", *IEEE Transactions Power Electronics*, págs. 609–615, Vol. 17.
- [47] PAN, C.-T. e LIAO, Y.-H. (2008) "Modeling and Control of Circulating Currents for Parallel Three-Phase Boost Rectifiers With Different Load Sharing", *IEEE Transactions Industrial Electronics*, págs. 2776–2785, Vol. 55.
- [48] PAN, C.-T. e LIAO, Y.-H. (2007) "Modeling and Coordinate Control of Circulating Currents in Parallel Three-Phase Boost Rectifiers", *IEEE Transactions Industrial Electronics*, págs. 825–838, Vol. 54.
- [49] XING, K.; LEE, F.; BOROJEVIC, D.; YE, Z. e MAZUMDER, S. (1999) "Interleaved PWM with discontinuous space-vector modulation", *IEEE Transactions Power Electronics*, págs. 906–917, Vol. 14.
- [50] BEKIAROV, S. e EMADI, A. (2002) "Uninterruptible power supplies: classification, operation, dynamics, and control", In: *APEC'02*, págs. 597–604.

- [51] SHANXU, D.; YU, M.; JIAN, X.; YONG, K. e JIAN, C. (1999) "Parallel operation control technique of voltage source inverters in UPS", In: *PEDS'99*, págs. 883–887.
- [52] JIANN-FUHCHEN e CHU, C.-L. (1993) "Combination voltage-controlled and current-controlled PWM inverters for parallel operation of UPS", In: *IECON'93*, págs. 1111–1116.
- [53] HOLTZ, J. e WERNER, K.-H. (1990) "Multi-inverter UPS system with redundant load sharing control", *IEEE Transactions Industrial Electronics*, págs. 506–513, Vol. 37.
- [54] BYUN, Y.; KOO, T.; JOE, K.; KIM, E.; SEO, J. e KIM, D. (2000) "Parallel operation of three-phase UPS inverters by wireless load sharing control", In: *INTELEC'00*, págs. 526–532.
- [55] JACOBINA, C.; DOS SANTOS, E.; ROCHA, N. e FABRICIO, E. (2010) "Single-Phase to Three-Phase Drive System Using Two Parallel Single-Phase Rectifiers", *IEEE Transactions Power Electronics*, págs. 1285–1295, Vol. 25.
- [56] JACOBINA, C.; DOS SANTOS, E.; ROCHA, N.; GOUVEIA, B. e DA SILVA, E. (2010) "Reversible Ac Drive Systems Based on Parallel Ac-Ac Dc-Link Converters", *IEEE Transactions Industry Applications*, (99):1456–1467.
- [57] DOS SANTOS JR., E.; JACOBINA, C.; ROCHA, N. e DA SILVA, E. (2010) "Six-Phase Machine Drive System with Reversible Parallel Ac-Dc-Ac Converters", *IEEE Transactions Industrial Electronics*, págs. 1–4.
- [58] JACOBINA, C. B.; CORREA, M. B. R.; PINHEIRO, R. F.; DA SILVA, E. R. C. e LIMA, A. M. N. (2001) "Modeling and control of unbalanced three-phase systems containing PWM converters", *IEEE Transactions Industry Applications*, págs. 1807–1816, Vol. 37.
- [59] KIEFERNDORF, F.; FORSTER, M. e LIPO, T. (2004) "Reduction of DC-bus capacitor ripple current with PAM/PWM converter", *IEEE Transactions Industry Applications*, págs. 607–614, Vol. 40.
- [60] GASPERI, M. (1997) "A method for predicting the expected life of bus capacitors", In: *IAS'97 IEEE*, págs. 1042–1047.
- [61] VENET, P.; PERISSE, F.; EL-HUSSEINI, M. e ROJAT, G. (2002) "Realization of a Smart Electrolytic Capacitor Circuit", *IEEE Magazine Industry Applications*, págs. 16–205.
- [62] KOLAR, J. e ROUND, S. (2006) "Analytical calculation of the RMS current stress on the DC-link capacitor of voltage-PWM converter systems", *Electric Power Applications*, págs. 535–543, Vol. 153.
- [63] MUNK-NIELSEN, S.; TUTELEA, L. e JAEGER, U. (2000) "Simulation with ideal switch models combined with measured loss data provides a good estimate of power loss", In: *IAC'00 IEEE*, págs. 2915–2922 Vol.5.
- [64] HEFNER, A.R., J. e DIEBOLT, D. (1994) "An experimentally verified IGBT model implemented in the Saber circuit simulator", *IEEE Transactions Power Electronics*, págs. 532–542, Vol. 9.

- [65] BUDIARDJO, I.; LAURITZEN, P. e MANTOOTH, H. (1997) "Performance requirements for power MOSFET models", IEEE Transactions Power Electronics, págs. 36–45, Vol. 12.