

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

Associação em Paralelo de Conversores Estáticos com
Barramento CC

Nady Rocha

Campina Grande-PB
2010

Associação em Paralelo de Conversores Estáticos com Barramento CC

Nady Rocha

Tese de Doutorado 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 Doutor em Ciências no Domínio em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento da Energia

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

Campina Grande, Paraíba, Brasil
©Nady Rocha, Agosto de 2010



FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA BIBLIOTECA CENTRAL DA UFCEG

R672a Rocha, Nady.

Associação em paralelo de conversores estáticos com barramento CC /
Nady Rocha. — Campina Grande, 2010.
282 f.: il.

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

Referências.

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

1. Conversores em Paralelo. 2. Corrente de Circulação. 3.
Conversores Estáticos. I. Título.

CDU – 621.314.5(043)

ASSOCIAÇÃO EM PARALELO DE CONVERSORES ESTÁTICOS COM
BARRAMENTO CC

NADY ROCHA

Tese Aprovada em 20.08.2010

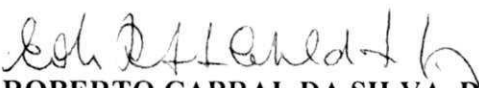

CURSINO BRANDÃO JACOBINA, Dr.Ing., UFCG
Orientador


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


DEMECIL DE SOUZA OLIVEIRA JÚNIOR, Dr., UFC
Componente da Banca


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


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


EDISON ROBERTO CABRAL DA SILVA, Dr.Ing., UFCG
Componente da Banca

CAMPINA GRANDE – PB
AGOSTO - 2010

Dedicatória

Dedico este trabalho a minha mãe Laudina Jovelina da Rocha, ao meu pai Naidson Rocha e a minha esposa Diana Martins Rocha, a minha querida avó Felizbela, aos meus irmãos Naidson, Francisco, Nadilson e Olávio, ao meu sogro Vanderlino, a minha sogra Eunice, as minhas cunhadas Adriana, Celeste e Reinê, aos meus primos Januário e Adi e aos demais parentes e amigos.

Agradecimentos

Agradeço aos professores Cursino Brandão Jacobina e Euzeli Cipriano dos Santos Júnior pela amizade, conselhos e ensinamentos passados durante a realização deste trabalho. Aos professores Talvanes Meneses de Oliveira, Edgar Roosevelt Braga Filho, Edison Roberto Cabral da Silva, Alexandre Cunha Oliveira e Maurício Beltrão de Rossiter Corrêa pela motivação e ensinamentos. Agradeço a minha amada esposa Diana Martins Rocha pelo incentivo e sugestões na elaboração deste texto, e aos meus companheiros e colegas do LEIAM: Eisenhower de Moura Fernandes, José Artur Alves Dias, Álvaro de Medeiros Maciel, Montiê Alves Vitorino, Rafael Rocha Matias, Welflen Ricardo Nogueira Santos, Lucas Vinícius Hartmann, Osglay Izídio da Silva, Bernard de Sá Gouveia, Edgard Luiz Lopes Fabrício, Antônio de Paula Dias Queiroz, Fabrício Alves Gonsalves e Tâmisia Maracajá Canuto. Agradeço também ao CNPq pelo suporte financeiro que permitiu a realização deste trabalho.

Resumo

Este trabalho trata do paralelismo de conversores estáticos *CA-CC-CA* para aplicações em baixa e média potência, de forma a aumentar a confiabilidade, o desempenho e a qualidade dos sinais de tensões e correntes do sistema de conversão. Neste contexto, serão investigadas nove configurações de conversores estáticos *CA-CC-CA*, associados em paralelo, as quais se dividem em três categorias: (i) conversores monofásicos-monofásicos, (ii) conversores monofásicos-trifásicos e (iii) conversores trifásicos-trifásicos. Das configurações investigadas, seis são formadas pela conexão direta de dois conversores *CA-CC-CA* em paralelo, duas configurações para cada categoria. Na categoria de conversores monofásicos-monofásicos duas outras topologias serão propostas, essas topologias são formadas por dois conversores *CA-CC-CA* em paralelo com o compartilhamento de braços. A última topologia proposta é da categoria monofásica-trifásica, sendo essa estrutura formada por dois conversores monofásicos em ponte completa, conectados em paralelo, e um inversor trifásico.

Para comparação e avaliação do desempenho das topologias investigadas três critérios principais serão utilizados: (a) análise das distorções harmônicas dos sinais de tensões e correntes, (b) perdas de alta frequência nos capacitores, calculadas com base nas correntes RMS dos capacitores do barramento *CC*, e (c) perdas estimadas de condução e chaveamento nos dispositivos semicondutores. No caso das distorções harmônicas, serão consideradas as influências das indutâncias equivalentes e da frequência de chaveamento na THD das correntes da rede.

Serão desenvolvidos os modelos dinâmicos de todas as configurações, incluindo o modelo das correntes de circulação e as generalizações das topologias propostas. O sistema de controle garante alto fator de potência, divisão da corrente entre os conversores em paralelo e minimização das correntes de circulação. Para as estratégias PWM, serão investigados os impactos do fator de distribuição de roda livre e da aplicação de múltiplas portadoras PWM, no desempenho das topologias. Será mostrado que as topologias estudadas apresentam melhor desempenho em todos os critérios avaliados frente as topologias convencionais, nas mesmas condições de operação. Por fim, os resultados de simulação e experimentais serão apresentados e comparados para a validação das topologias propostas.

Palavras-chave: Paralelismo de Conversores, Corrente de Circulação, Conversores Estáticos.

Abstract

The present work deals with the parallel connected *AC-DC-AC* converters used for low and medium power application, in order to increase reliability, performance and quality of the power conversion systems. In this context, nine parallel connected *AC-DC-AC* converter configurations have been investigated, which fall into three categories: (i) single-phase to single-phase converter, (ii) single-phase to three-phase converter, and (iii) three-phase to three-phase converter. Among these configurations, six are formed by direct parallel connection of two *AC-DC-AC* converters, two configurations for each category. Two other topologies in the single-phase to single-phase category are proposed. These topologies are based on two *AC-DC-AC* shared-leg converters. The last proposed topology belongs to the single-phase three-phase category. It is composed of two parallel single-phase converters and one three-phase converter.

In order to compare the investigated topologies, the following criterias are considered: (a) harmonic distortions analysis in the voltage and current waveforms, (b) the power losses caused by the high frequency component through the dc-link, (c) semiconductor switching and conduction losses. For harmonic distortions, the equivalent inductor size and switching frequency influences on the grid current are considered.

Dynamic modelling of the configurations are developed, including the circulating-current modelling. The generalization of topologies are also derived. The control system provides high power factor, current sharing among the parallel converters and minimization of circulating-current. In the case of PWM strategies, the impacts of using apportioning factor and multi carrier-based PWM on the system performance are investigated. The configurations studied in this work presented better performance than the conventional one under same operating conditions. Finally, simulation and experimental results are presented and compared in order to validate the proposed topologies.

Keywords: Parallel Converter, Circulating Current, Dc-Link Converter.

Sumário

1	Introdução Geral	1
1.1	Localização do Tema	1
1.2	Contribuições do Trabalho	5
1.3	Publicações	7
1.4	Revisão Bibliográfica	7
1.5	Organização do Trabalho	13
2	Conversores CA-CC-CA Monofásicos-Monofásicos	15
2.1	Introdução	15
2.2	Conversor Monofásico-Monofásico com Oito Braços e Dois Barramentos CC	17
2.2.1	Modelo do Sistema	17
2.2.2	Estratégia PWM	21
2.2.3	Estratégia de Controle	24
2.2.4	Análise da WTHD	26
2.2.5	Análise da THD para Diferentes Indutores de Filtro	38
2.2.6	Análise da THD em Função da Frequência Chaveamento	39
2.2.7	Barramento CC	40
2.2.8	Perdas nos Semicondutores	46
2.2.9	Resultados de Simulação	47
2.2.10	Desempenho da Topologia MM8B2B	51
2.3	Conversor Monofásico-Monofásico com Oito Braços e Um Barramento CC	53
2.3.1	Modelo do Sistema	54
2.3.2	Estratégia PWM	57
2.3.3	Estratégia de Controle	59
2.3.4	Análise da WTHD	60
2.3.5	Análise da THD para Diferentes Indutores de Filtro	61
2.3.6	Análise da THD em Função da Frequência Chaveamento	64
2.3.7	Barramento CC	64
2.3.8	Perdas nos Semicondutores	67
2.3.9	Resultados de Simulação	67

2.3.10	Resultados Experimentais	73
2.3.11	Desempenho da Topologia MM8B1B	78
2.4	Conversor Monofásico-Monofásico com Seis Braços e Dois Barramentos <i>CC</i>	79
2.4.1	Modelo do Sistema	79
2.4.2	Estratégia PWM	82
2.4.3	Estratégia de Controle	83
2.4.4	Análise da WTHD	84
2.4.5	Análise da THD para Diferentes Indutâncias de Filtro	85
2.4.6	Análise da THD em Função da Frequência Chaveamento	86
2.4.7	Barramento <i>CC</i>	86
2.4.8	Correntes dos Braços Compartilhados	90
2.4.9	Perdas nos Semicondutores	92
2.4.10	Resultados de Simulação	93
2.4.11	Desempenho da Topologia MM6B2B	96
2.5	Conversor Monofásico-Monofásico com Cinco Braços e Um Barramento <i>CC</i>	98
2.5.1	Modelo do Sistema	98
2.5.2	Estratégia PWM	102
2.5.3	Estratégia de Controle	104
2.5.4	Análise da WTHD	105
2.5.5	Análise da THD para Diferentes Indutores de Filtro	110
2.5.6	Análise da THD em Função da Frequência de Chaveamento	112
2.5.7	Barramento <i>CC</i>	112
2.5.8	Corrente do Braço Compartilhado	115
2.5.9	Perdas nos Semicondutores	116
2.5.10	Resultados de Simulação	118
2.5.11	Resultados Experimentais	120
2.5.12	Desempenho da Topologia MM5B1B	124
2.6	Comparação das Topologias	125
2.7	Conclusões	126
3	Conversores <i>CA-CC-CA</i> Monofásicos-Trifásicos	128
3.1	Introdução	128
3.2	Conversor Monofásico-Trifásico com Sete Braços e um Barramento <i>CC</i>	129
3.2.1	Modelo do Sistema	129
3.2.2	Estratégia PWM	132
3.2.3	Estratégia de Controle	133
3.2.4	Análise da WTHD	135
3.2.5	Análise da THD para Diferentes Indutores de Filtro	136
3.2.6	Análise da THD em Função da Frequência de Chaveamento	137

3.2.7	Barramento <i>CC</i>	138
3.2.8	Perdas nos Semicondutores	141
3.2.9	Resultados de Simulação	142
3.2.10	Resultados Experimentais	145
3.2.11	Desempenho da Topologia MT7B1B	148
3.3	Conversor Monofásico-Trifásico com Dez Braços e dois Barramentos <i>CC</i>	149
3.3.1	Modelo Dinâmico	149
3.3.2	Estratégia PWM	154
3.3.3	Estratégia de Controle	155
3.3.4	Análise da WTHD	157
3.3.5	Análise da THD para Diferentes Indutâncias de Filtro	157
3.3.6	Análise da THD em Função da Frequência Chaveamento	159
3.3.7	Barramento <i>CC</i>	159
3.3.8	Perdas nos Semicondutores	162
3.3.9	Resultados de Simulação	163
3.3.10	Resultados Experimentais	165
3.3.11	Desempenho da Topologia MT10B2B	167
3.4	Conversor Monofásico-Trifásico com Dez Braços e um Barramento <i>CC</i>	170
3.4.1	Modelo Dinâmico	170
3.4.2	Estratégia PWM	173
3.4.3	Estratégia de Controle	175
3.4.4	Análise da WTHD	176
3.4.5	Análise da THD para Diferentes Indutores de Filtro	176
3.4.6	Análise da THD em Função da Frequência Chaveamento	177
3.4.7	Barramento <i>CC</i>	177
3.4.8	Perdas nos Semicondutores	178
3.4.9	Resultados de Simulação	180
3.4.10	Resultados Experimentais	182
3.4.11	Desempenho da Topologia MT10B2B	190
3.5	Comparação das Topologias	191
3.6	Conclusões	192
4	Conversores <i>CA-CC-CA</i> Trifásicos-Trifásicos	193
4.1	Introdução	193
4.2	Conversor Trifásico-Trifásico com Doze Braços e dois Barramentos <i>CC</i>	195
4.2.1	Modelo Dinâmico	195
4.2.2	Estratégia PWM	199
4.2.3	Estratégia de Controle	201
4.2.4	Análise da WTHD	202

4.2.5	Análise da THD para Diferentes Indutores de Filtro	203
4.2.6	Análise da THD em Função da Frequência de Chaveamento	204
4.2.7	Barramento <i>CC</i>	204
4.2.8	Perdas nos Semicondutores	207
4.2.9	Resultados de Simulação	208
4.2.10	Resultados Experimentais	212
4.2.11	Desempenho da Topologia TT12B2B	214
4.3	Conversor Trifásico-Trifásico com Doze Braços e um Barramento <i>CC</i>	215
4.3.1	Modelo Dinâmico	215
4.3.2	Estratégia PWM	218
4.3.3	Estratégia de Controle	219
4.3.4	Análise da WTHD	220
4.3.5	Análise da THD para Diferentes Indutores de Filtro	221
4.3.6	Análise da THD em Função da Frequência Chaveamento	221
4.3.7	Barramento <i>CC</i>	221
4.3.8	Perdas nos Semicondutores	224
4.3.9	Resultados de Simulação	224
4.3.10	Resultados Experimentais	227
4.3.11	Desempenho da Topologia TT12B1B	230
4.4	Comparação das Topologias	232
4.5	Conclusões	233
5	Conclusões e Trabalhos Futuros	234
5.1	Conclusões	234
5.2	Trabalhos Futuros	236
	Referências	238
A	Tabelas com os Parâmetros utilizados em Simulação	248
B	Generalização das Topologias do Capítulo 2	253
B.1	Generalização da Topologia MM8B2B	253
B.1.1	Modelo Dinâmico	253
B.1.2	Estratégia PWM	255
B.2	Generalização da Topologia MM8B1B	257
B.2.1	Modelo Dinâmico	257
B.2.2	Estratégia PWM	258
B.3	Generalização da Topologia MM6B2B	260
B.3.1	Modelo Dinâmico	261
B.3.2	Estratégias PWM	262

B.4	Generalização da Topologia MM5B1B	263
B.4.1	Modelo Dinâmico	263
B.4.2	Estratégia PWM	264
C	Generalização das Topologias do Capítulo 3	265
C.1	Generalização da Topologia MT10B2B	265
C.1.1	Modelo Dinâmico	266
C.1.2	Estratégia PWM	268
C.2	Generalização da Topologia MT10B1B	270
C.2.1	Modelo Dinâmico	270
C.2.2	Estratégia PWM	271
D	Generalização das Topologias do Capítulo 4	273
D.1	Generalização da Topologia TT12B2B	273
D.1.1	Modelo Dinâmico	274
D.1.2	Estratégia PWM	277
D.2	Generalização Topologia TT12B1B	279
D.2.1	Modelo Dinâmico	279
D.2.2	Estratégia PWM	280
E	Topologia TT12B1B-Accionando Máquina Hexafásica	282

Lista de Abreviaturas

ACSS Estratégia da Divisão de Corrente Média (*Averaged Current Sharing Strategy*)

CA Corrente Alternada;

CC Corrente Contínua;

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

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

GTO Tiristor de Desligamento pelo Gatilho (*Gate-Turn Off Thyristor*)

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

MM5B1B Monofásico-Monofásico com Cinco Braços e Um Barramento *CC*;

MM6B2B Monofásico-Monofásico com Seis Braços e Dois Barramentos *CC*;

MM8B1B Monofásico-Monofásico com Oito Braços e Um Barramento *CC*;

MM8B2B Monofásico-Monofásico com Oito Braços e Dois Barramentos *CC*;

MT7B1B Monofásico-Trifásico com Sete Braços e Um Barramento *CC*;

MT10B2B Monofásico-Trifásico com Dez Braços e Dois Barramentos *CC*;

MT10B1B Monofásico-Trifásico com Dez Braços e Um Barramento *CC*;

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

PI Proporcional e Integral;

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

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

P-1P Proposta uma portadora PWM;

P-2P Proposta duas portadoras PWM;

P-4P Proposta quatro portadoras PWM;

RMS Valor médio quadrático *Root Mean Square*

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

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

TT12B2B Trifásico-Trifásico com Doze Braços e Dois Barramentos CC;

TT12B1B Trifásico-Trifásico com Doze Braços e Um Barramento CC;

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

V/Hz Volts/Hertz;

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

Lista de Símbolos

L'_g Filtro indutivo externo no lado da rede monofásica

L_{1a}, L_{1b} Filtros indutivos do conversor 1

L_{2a}, L_{2b} Filtros indutivos do conversor 2

L_{3a}, L_{3b} Filtros indutivos do conversor 3

L_{4a}, L_{4b} Filtros indutivos do conversor 4

L'_l Filtro indutivo externo no lado da carga monofásica

$q_{1a}, q_{1b}, \bar{q}_{1a}, \bar{q}_{1b}$ Chaves de potência do conversor 1

$q_{2a}, q_{2b}, \bar{q}_{2a}, \bar{q}_{2b}$ Chaves de potência do conversor 2

$q_{3a}, q_{3b}, \bar{q}_{3a}, \bar{q}_{3b}$ Chaves de potência do conversor 3

$q_{4a}, q_{4b}, \bar{q}_{4a}, \bar{q}_{4b}$ Chaves de potência do conversor 4

e_g Tensão da rede elétrica monofásica

z_{1a}, z_{1b} Impedâncias dos indutores de filtro do conversor 1

z_{3a}, z_{3b} Impedâncias dos indutores de filtro do conversor 3

i_{1a}, i_{1b} Correntes internas do conversor 1

i_{3a}, i_{3b} Correntes internas do conversor 3

v_1, v_3 Tensões geradas pelo conversor 1 e 3

i_g Corrente da rede monofásica

r_{1a}, r_{1b} Resistências dos filtros indutivos do conversor 1

r_{3a}, r_{3b} Resistências dos filtros indutivos do conversor 3

l_{1a}, l_{1b} Indutâncias dos filtros indutivos do conversor 1

- l_{3a}, l_{3b} Indutâncias dos filtros indutivos do conversor 3
- p Representa a função derivada, $p = d/dt$
- v_{1a0_1}, v_{1b0_1} Tensões de polo do conversor 1 das topologias com dois barramentos CC
- v_{3a0_2}, v_{3b0_2} Tensões de polo do conversor 3 das topologias com dois barramentos CC
- e_l Tensão da carga monofásica
- z_{2a}, z_{2b} Impedâncias dos filtros indutivos do conversor 2
- z_{4a}, z_{4b} Impedâncias dos filtros indutivos do conversor 4
- i_{2a}, i_{2b} Correntes internas do conversor 2
- i_{4a}, i_{4b} Correntes internas do conversor 4
- v_2, v_4 Tensões geradas pelos conversores 2 e 4
- i'_l Corrente no filtro indutivo externo
- i_l Corrente da carga monofásica
- i_{cl} Corrente do filtro capacitivo
- C_l Capacitância do filtro capacitivo
- v_{cl} Tensão do filtro capacitivo
- r_{2a}, r_{2b} Resistências dos filtros indutivos do conversor 2
- r_{4a}, r_{4b} Resistências dos filtros indutivos do conversor 4
- l_{2a}, l_{2b} Indutâncias dos filtros indutivos do conversor 2
- l_{4a}, l_{4b} Indutâncias dos filtros indutivos do conversor 4
- v_{2a0_1}, v_{2b0_1} Tensões de polo do conversor 2 das topologias com dois barramentos CC
- v_{4a0_2}, v_{4b0_2} Tensões de polo do conversor 4 das topologias com dois barramentos CC
- v_{o1} Tensão de circulação
- i_{1o}, i_{3o} Correntes de circulação dos conversores 1 e 3, respectivamente
- i_{2o}, i_{4o} Correntes de circulação dos conversores 2 e 4, respectivamente
- i_{o1} Corrente de circulação 1 entre os conversores

- z_1 Indutância dos conversores 1 e 3 considerando o sistema equilibrado
- z_2 Indutância dos conversores 2 e 4 considerando o sistema equilibrado
- v_g Tensão resultante gerada pelos conversores no lado da rede monofásica
- v_l Tensão resultante gerada pelos conversores no lado da carga monofásica
- v_{1a}, v_{1b} Tensões resultantes geradas pelo conversor 1
- v_{2a}, v_{2b} Tensões resultantes geradas pelo conversor 2
- v_{3a}, v_{3b} Tensões resultantes geradas pelo conversor 3
- v_{4a}, v_{4b} Tensões resultantes geradas pelo conversor 4
- z_g Impedância equivalente do lado da rede monofásica
- z_l Impedância equivalente do lado da carga monofásica
- $z_g(P)$ Impedância equivalente da topologia proposta
- $z_g(C)$ Impedância da topologia convencional
- s_{q1a}, s_{q1b} Estados de condução das chaves do conversor 1
- s_{q2a}, s_{q2b} Estados de condução das chaves conversor 2
- s_{q3a}, s_{q3b} Estados de condução das chaves do conversor 3
- s_{q4a}, s_{q4b} Estados de condução das chaves do conversor 4
- v_{c1}, v_{c2} Tensões do barramento CC das topologias com dois barramentos CC
- v_1^*, v_3^* Tensões de referência geradas pelos controladores das correntes internas de entrada
- v_2^*, v_4^* Tensões de referência geradas pelo controlador da tensão na carga
- v_{o1}^* Tensão de referência gerada pelo controlador da corrente de circulação
- $v_{1a0_1}^*, v_{1b0_1}^*$ Tensões de polo de referência do conversor 1 das topologias com dois barramentos CC
- $v_{2a0_1}^*, v_{2b0_1}^*$ Tensões de polo de referência do conversor 2 das topologias com dois barramentos CC
- $v_{3a0_1}^*, v_{3b0_1}^*$ Tensões de polo de referência do conversor 3 das topologias com dois barramentos CC
- $v_{4a0_2}^*, v_{4b0_2}^*$ Tensões de polo de referência do conversor 4 das topologias com dois barramentos CC
- v_x^*, v_y^*, v_z^* Tensões auxiliares

- $v_{x\max}^*, v_{x\min}^*$ Valores máximo e mínimo da tensão auxiliar v_x
- $v_{y\max}^*, v_{y\min}^*$ Valores máximo e mínimo da tensão auxiliar v_y
- $v_{z\max}^*, v_{z\min}^*$ Valores máximo e mínimo da tensão auxiliar v_z
- v_{c1}^*, v_{c2}^* Tensões de referência do barramento CC das topologias com dois barramentos CC
- V_{x1}^* Vetor das tensões associadas a tensão auxiliar v_x
- V_{y1}^* Vetor das tensões associadas a tensão auxiliar v_y
- V_{z1}^* Vetor das tensões associadas a tensão auxiliar v_z
- μ_x Fator de distribuição de roda livre da tensão auxiliar v_x
- μ_y Fator de distribuição de roda livre da tensão auxiliar v_y
- μ_z Fator de distribuição de roda livre da tensão auxiliar v_z
- μ Fator de distribuição de roda livre genérico
- $v_{t1}, v_{t2}, v_{t3}, v_{t4}$ Portadoras PWM
- R_{c1}, R_{c2} Blocos dos Controladores das tensões dos bancos de capacitores das topologias com dois barramentos CC
- I_1^*, I_3^* Amplitudes das correntes internas de referência dos conversores 1 e 3, respectivamente
- i_{1a}^*, i_{3a}^* Correntes internas de referência dos conversores 1 e 3, respectivamente
- G_{ir} Bloco de sincronismo da corrente da rede com a tensão da rede
- R_{i1}, R_{i3} Blocos dos controladores PI de dupla sequência das correntes internas dos conversores 1 e 3, respectivamente
- ω_e Frequência de corte do controlador PI de dupla sequência
- x_a, x_b Variáveis de estado dos controladores PI de dupla sequência
- k_p Ganho proporcional
- k_i Ganho integral
- ε_j Erro do controlador PI de dupla sequência
- v_m^* Tensão de referência na saída do controlador PI de dupla sequência;
- G_{iol} Bloco que calcula a corrente de circulação

- R_{o1} Bloco do controlador PI de dupla sequência da corrente de circulação
- i_{o1}^* Corrente de circulação de referência
- R_{v1} Bloco do controlador PI de dupla sequência da tensão da carga monofásica
- v_i^* Tensão de referência na saída do controlador de tensão da carga monofásica
- G_{v12} Bloco que calcula as tensões de referência dos conversores 2 e 4
- a_1 Amplitude da fundamental do sinal amostrado
- a_h Amplitude da h^{th} componente harmônica
- N_h Número de harmônicas
- T_s Período de chaveamento
- v_c Tensão do barramento *CC* das topologias com um barramento *CC*
- v_{1a0}, v_{1b0} Tensões de polo do conversor 1 das topologias com um barramento *CC*
- v_{2a0}, v_{2b0} Tensões de polo do conversor 2 das topologias com um barramento *CC*
- v_{1a0}^*, v_{1b0}^* Tensões de polo de referência do conversor 1 das topologias com um barramento *CC*
- v_{2a0}^*, v_{2b0}^* Tensões de polo de referência do conversor 2 das topologias com um barramento *CC*
- l_n Relação da indutância equivalente da topologia proposta pela indutância da topologia convencional
- f_{ch} Frequência de chaveamento
- ε Ângulo de sincronismo da tensão da rede com a tensão da carga
- C_1, C_2 Capacitâncias dos capacitores dos barramentos *CC* das topologias com dois barramentos *CC*
- i_{c1}, i_{c1} Correntes dos capacitores no barramentos *CC* das topologias com dois barramentos *CC*
- C Capacitâncias dos capacitores do barramento *CC* das topologias com um barramento *CC*
- i_c Corrente dos capacitores do barramento *CC* das topologias com um barramento *CC*
- 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
- $I_{c,rms}^l$ 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 100Hz das topologias propostas
- $ESR_{100Hz}(C)$ Resistência em série equivalente dos capacitores a uma frequência de 100Hz 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_{col} 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
- $THD(i_g)$ THD da corrente da rede monofásica
- v_{3a0}, v_{3b0} Tensões de polo do conversor 3 das topologias com um barramento *CC*
- v_{4a0}, v_{4b0} Tensões de polo do conversor 4 das topologias com um barramento *CC*
- v_{o2} Tensão de circulação 2
- i_{o2} Corrente de circulação 2
- v_{3a0}^*, v_{3b0}^* Tensões de polo de referência do conversor 3 das topologias com um barramento *CC*
- v_{4a0}^*, v_{4b0}^* Tensões de polo de referência do conversor 4 das topologias com um barramento *CC*
- v_{o2}^* Tensão de circulação 2 de referência

- v_c^* Tensão de referência do barramento CC das topologias com um barramento CC
- R_c Bloco do Controlador da tensão do banco de capacitor das topologias com um barramento CC
- I_g^* Amplitude da corrente rede de referência
- i_g^* Corrente rede de referência
- G_{io2}^* Bloco que calcula a Corrente de circulação 2
- i_{o2}^* Corrente de circulação 2 de referência
- R_{o2} Bloco do controlador PI de dupla sequência da corrente de circulação 2
- L_1, L_3 Filtros indutivos dos conversores 1 e 3 com braços compartilhados, respectivamente
- L_2, L_4 Filtros indutivos dos conversores 2 e 4 com braços compartilhados, respectivamente
- L_{s1}, L_{s2} Filtros indutivos dos braços compartilhados da topologia MM6B2B
- q_1, \bar{q}_1 Chaves de potência do conversor 1 das topologias com braços compartilhados
- q_2, \bar{q}_2 Chaves de potência do conversor 2 das topologias com braços compartilhados
- q_3, \bar{q}_3 Chaves de potência do conversor 3 das topologias com braços compartilhados
- q_4, \bar{q}_3 Chaves de potência do conversor 4 das topologias com braços compartilhados
- q_{s1}, \bar{q}_{s1} Chave de potência do braço compartilhado entre os conversores 1 e 2
- q_{s2}, \bar{q}_{s2} Chave de potência do braço compartilhado entre os conversores 3 e 4
- z_1, z_3 Impedâncias dos filtros indutivos dos conversores 1 e 3 da topologia com braços compartilhados
- z_{s1}, z_{s2} Impedâncias dos filtros indutivos dos braços compartilhados da topologia MM6B2B
- r_1, r_3 Resistências dos filtros indutivos dos conversores 1 e 3 das topologias com braços compartilhados, respectivamente
- r_{s1}, r_{s2} Resistências dos filtros indutivos dos braços compartilhados da topologia MM6B2B
- l_1, l_3 Indutâncias dos filtros indutivos dos conversores 1 e 3 das topologias com braços compartilhados, respectivamente
- l_{s1}, l_{s2} Indutâncias dos filtros indutivos dos braços compartilhados da topologia MM6B2B
- v_{10_1}, v_{30_2} Tensões de polo dos conversores 1 e 3 das topologias com dois braços compartilhados, respectivamente

- v_{s10_1}, v_{s20_2} Tensões de polo dos braços compartilhados da topologia MM6B2B
- z_2, z_4 Impedâncias dos filtros indutivos dos conversores 2 e 4 das topologias com braços compartilhados, respectivamente
- r_2, r_4 Resistências dos filtros indutivos dos conversores 2 e 4 das topologias com braços compartilhados, respectivamente
- l_2, l_4 Indutâncias dos filtros indutivos dos conversores 2 e 4 das topologias com braços compartilhados
- l_4 Indutância do filtro indutivo do conversor 4 com braços compartilhados
- v_{20_1} Tensão de polo do conversor 2 da topologia com dois braços compartilhados
- v_{40_2} Tensão de polo do conversor 4 da topologia com dois braços compartilhados
- s_{q1} Estado de condução das chaves do conversor 1
- s_{q2} Estado de condução das chaves conversor 2
- s_{q3} Estado de condução das chaves do conversor 3
- s_{q4} Estado de condução das chaves do conversor 4
- s_{qs1}, s_{qs2} Estados de condução das chaves dos braços compartilhados
- $v_{10_1}^*$ Tensão de polo de referência do conversor 1 da topologia com dois braços compartilhados
- $v_{30_2}^*$ Tensão de polo de referência do conversor 3 da topologia com dois braços compartilhados
- $v_{s10_1}^*, v_{s20_2}^*$ Tensões de polo de referência dos braços compartilhados da topologia MM6B2B
- $v_{20_1}^*$ Tensão de polo de referência do conversor 2 da topologia com dois braços compartilhados
- $v_{40_2}^*$ Tensão de polo de referência do conversor 4 da topologia com dois braços compartilhados
- \hat{E}_g Fator da tensão da rede
- \hat{V}_g Fator da tensão resultante gerada pelos conversores 1 e 3
- \hat{E}_l Fator da tensão da carga
- \hat{V}_l Fator da tensão resultante gerada pelos conversores 2 e 4
- \hat{V}_{gl} Fator da tensão $v_g - v_l$
- θ_g Ângulo de atraso da tensão devido aos filtros indutivos da entrada dos conversores
- θ_l Ângulo de atraso da tensão devido aos filtros indutivos da saída dos conversores

V_g Amplitude da tensão resultante gerada pelos conversores 1 e 3

V_l Amplitude da tensão resultante gerada pelos conversores 2 e 4

V_{gl} Amplitude da tensão resultante $v_g - v_l$

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

\hat{I}_g Fator da corrente da rede

\hat{I}_1 Fator da corrente interna do conversor 1

\hat{I}_l Fator da corrente da carga

\hat{I}_2 Fator da corrente interna do conversores 2

\hat{I}_{s1} Fator da corrente do braço compartilhado entre os conversores 1 e 2

I_{s1}, I_{s2} Amplitudes das correntes dos braços compartilhado da topologia com dois braços compartilhados

M Relação entre a tensão resultante de saída gerada pelos conversores e a tensão resultante de entrada em função do fator de potência da carga

q_s, \bar{q}_s Chave de potência do braço compartilhado da topologia MM5B1B

v_{s0} Tensão de polo do braço compartilhado da topologia MM5B1B

i_s corrente do braço compartilhado da configuração MM5B1B

v'_1, v'_3 Tensões geradas pelos conversores 1 e 3, respectivamente, da topologia com um braço compartilhado e o filtro indutivo externo

v'_2, v'_4 Tensões geradas pelos conversores 2 e 4, respectivamente da topologia com um braço compartilhado e o filtro indutivo externo

s_{qs} Estado de condução da chaves do braço compartilhado da topologia MM5B1B

v_{s0}^* Tensão de polo de referência do braço compartilhado da topologia MM5B1B

v_{1}^*, v_{3}^* Tensões de referência geradas pelos controladores da corrente internas dos conversores 1 e 3 da topologia MM5B1B com filtro indutivo externo

v_{2}^*, v_{4}^* Tensões de referência geradas pelos controladores da tensão da carga para a topologia MM5B1B com filtro indutivo externo

\hat{I}_s Fator da corrente do braço compartilhado da topologia MM5B1B

I_s Amplitude da corrente do braço compartilhado da topologia MM5B1B

- q_{2c}, \bar{q}_{2c} Chave de potência do conversor 2 trifásico
- e_{11}, e_{12}, e_{13} Tensões da carga trifásica
- v_{2c0} Tensão de polo do conversor 2 das topologias trifásicas
- v_{10} Tensão do neutro da carga trifásica até o ponto médio do barramento *CC* das topologias trifásicas com um barramento *CC*
- s_{q2c} Estado de condução da chave conversor 2 das topologias trifásicas
- $v_{2a}^*, v_{2b}^*, v_{2c}^*$ Tensões *abc* geradas pelos controlados da tensão da carga trifásica referentes ao conversor 2
- v_{2c0}^* Tensão de polo de referência do conversor 2 trifásico da topologia com barramento
- R_{vld}, R_{vlq} Blocos dos controladores PI de dupla sequência das tensões *dq* da carga trifásica
- dq/123*** Bloco da transformada *dq* para 123
- 123/dq*** Bloco da transformada 123 para *dq*
- v_d^*, v_q^* Tensões *dq* geradas nas saídas dos controladores das tensões *dq* da carga trifásica
- E_g Amplitude da tensão da rede elétrica
- E_l Amplitude da tensão da carga
- L_{2c}, L_{4c} Filtros indutivos dos conversores 2 e 4 trifásicos, respectivamente
- $L'_{11}, L'_{12}, L'_{13}$ Filtros indutivos externo no lado da carga trifásica
- q_{4c}, \bar{q}_{4c} Chaves de potência do conversor 4 trifásico
- v_{101} Tensão do neutro da carga trifásica até o ponto médio do barramento *CC* 1 das topologias trifásicas com dois barramentos
- v_{102} Tensão do neutro da carga trifásica até o ponto médio do barramento *CC* 2 das topologias trifásicas com dois barramentos
- z_{2c}, z_{4c} Impedâncias dos filtros indutivos dos conversores 2 e 4 trifásicos, respectivamente
- i_{2c}, i_{4c} Correntes internas dos conversores 2 e 4 trifásicos, respectivamente
- r_{2c}, r_{4c} Resistências dos filtros indutivos dos conversores 2 e 4 trifásicos, respectivamente
- l_{2c}, l_{4c} Indutâncias dos filtros indutivos dos conversores 2 e 4 trifásicos, respectivamente

- v_{2c0_1}, v_{4c0_2} Tensões de polo dos conversores 2 e 4 trifásicos, respectivamente, das topologias com dois barramentos CC
- i_{2c}, i_{4c} Correntes internas dos conversores 2 e 4 trifásicos, respectivamente
- \bar{w}_{1123} Vetor das variáveis 123 da carga
- \bar{w}_{1odq} Vetor das variáveis odq da carga
- \bar{P} Matriz transformação
- \bar{w}_{2abc} Vetor das variáveis abc do conversor 2 trifásico
- \bar{w}_{2odq} Vetor das variáveis odq do conversor 2 trifásico
- \bar{w}_{4abc} Vetor das variáveis abc do conversor 4 trifásico
- \bar{w}_{4odq} Vetor das variáveis odq do conversor 4 trifásico
- w_{11}, w_{12}, w_{13} Variáveis que representam tensões ou correntes 123 da carga trifásica
- w_{1o}, w_{1d}, w_{1q} Variáveis que representam tensões ou correntes odq da carga trifásica
- w_{2a}, w_{2b}, w_{2c} Variáveis que representam tensões ou correntes abc do conversor 2 trifásico
- w_{2o}, w_{2d}, w_{2q} Variáveis que representam tensões ou correntes odq do conversor 2 trifásico
- w_{4a}, w_{4b}, w_{4c} Variáveis que representam tensões ou correntes abc do conversor 4 trifásico
- w_{4o}, w_{4d}, w_{4q} Variáveis que representam tensões ou correntes odq do conversor 4 trifásico
- \bar{e}_{ldq} Vetor das tensões dq da carga trifásica
- $\bar{z}_{2odq}, [\bar{z}_{4odq}]$ Vetores das impedâncias odq dos filtros indutivos dos conversores 2 e 4 trifásicos, respectivamente
- $\bar{i}_{2odq}, \bar{i}_{4odq}$ Vetores das correntes internas odq dos conversores 2 e 4 trifásicos, respectivamente
- $\bar{v}_{2dq}, \bar{v}_{4dq}$ Vetores das tensões dq fornecidas pelos conversores 2 e 4 trifásicos, respectivamente
- e_{ld}, e_{lq} Tensões dq da carga trifásica
- i_{2d}, i_{2q} Correntes internas dq do conversor 2 trifásico
- i_{4d}, i_{4q} Correntes internas dq do conversor 4 trifásico
- v_{2d}, v_{2q} Tensões dq geradas pelo conversor 2 trifásico
- v_{4d}, v_{4q} Tensões dq geradas pelo conversor 4 trifásico

- $z_{2od}, z_{2d}, z_{2dq}, z_{2o}, z_{2oq}, z_{2q}$ Impedâncias *odq* dos filtros indutivos do conversor 2 trifásico
- $z_{4od}, z_{4d}, z_{4dq}, z_{4o}, z_{4oq}, z_{4q}$ Impedâncias *odq* dos filtros indutivos do conversor 4 trifásico
- v_{ld}, v_{lq} Tensões *dq* resultantes geradas pelos conversores no lado da carga trifásica
- \bar{z}_2 Vetor da impedâncias *odq* dos filtro indutivos de saída do sistema trifásico equilibrado
- s_{q2c}, s_{q4c} Estados de condução das chaves dos conversores 2 e 4 trifásicos, respectivamente
- v_{2d}^*, v_{2q}^* Tensões *dq* de referência fornecidas pelos controladores de tensão *dq* da carga trifásica
- v_{4d}^*, v_{4q}^* Tensões *dq* de referência fornecidas pelos controladores de tensão *dq* da carga trifásica
- $v_{4a}^*, v_{4b}^*, v_{4c}^*$ Tensões *abc* geradas pelos controlados da carga trifásica referentes ao conversor 4
- v_{2c01}^*, v_{4c02}^* Tensões de polo de referência dos conversores 2 e 4 trifásicos, respectivamente, das topologias com dois barramentos *CC*
- G_{v2dq}, G_{v4dq} Blocos que geram as tensões *dq* aplicadas aos conversores 2 e 4 trifásicos, respectivamente
- $L'_{g1}, L'_{g2}, L'_{g3}$ Filtros indutivos no lado da rede trifásica
- L_{1c}, L_{3c} Filtros indutivos dos conversores 1 e 3 trifásicos, respectivamente
- q_{1c}, \bar{q}_{1c} Chaves do conversor 1 trifásico
- q_{3c}, \bar{q}_{3c} Chaves do conversor 3 trifásico
- e_{g1}, e_{g2}, e_{g3} Tensões da rede trifásica
- z_{1c}, z_{3c} Impedâncias dos filtros indutivos dos conversores 1 e 3 trifásicos, respectivamente
- i_{1c}, i_{3c} Correntes internas dos conversores 1 e 3 trifásicos, respectivamente
- v_{g01} Tensão do neutro da rede trifásica ao ponto central do barramento *CC* 1 das topologias com dois barramentos *CC*
- v_{g02} Tensão do neutro da rede trifásica ao ponto central do barramento *CC* 2 das topologias com dois barramentos *CC*
- v_{1c01}, v_{3c02} Tensões de polo dos conversores 1 e 3 trifásicos, respectivamente, das topologias com dois barramentos *CC*
- r_{1c}, r_{3c} Resistências dos filtros indutivos dos conversores 1 e 3 trifásicos, respectivamente
- l_{1c}, l_{3c} Indutâncias dos filtros indutivos dos conversores 1 e 3 trifásicos, respectivamente

- \bar{w}_{g123} Vetor das variáveis 123 da rede trifásica
- \bar{w}_{godq} Vetor das variáveis odq da rede trifásica
- \bar{e}_{gdq} Vetor das tensões dq da rede trifásica
- $\bar{z}_{1odq}, \bar{z}_{3odq}$ Vetores das impedâncias odq dos conversores 1 e 3 trifásicos, respectivamente
- $\bar{v}_{1dq}, \bar{v}_{3dq}$ Vetores das tensões dq geradas pelos conversores 1 e 3 trifásicos, respectivamente
- v_{1c}, v_{3c} Tensões resultantes geradas pelos conversores 1 e 3, respectivamente
- $\bar{i}_{1odq}, \bar{i}_{3odq}$ Vetores das correntes internas odq dos conversor 1 e 3 trifásicos, respectivamente
- e_{gd}, e_{gq} Tensões dq da rede trifásica
- i_{1d}, i_{1q} Correntes dq do conversor 1 trifásico
- i_{3d}, i_{3q} Correntes dq do conversor 3 trifásico
- v_{1d}, v_{1q} Tensões dq geradas pelo conversor 1 trifásico
- v_{3d}, v_{3q} Tensões dq geradas pelo conversor 3 trifásico
- $z_{1od}, z_{1d}, z_{1dq}, z_{1o}, z_{1oq}, z_{1q}$ Impedâncias odq dos filtro indutivos do conversor 1 trifásico
- $z_{3od}, z_{3d}, z_{3dq}, z_{3o}, z_{3oq}, z_{3q}$ Impedâncias odq dos filtro indutivos do conversor 3 trifásico
- v_{gd}, v_{gd} Tensões dq resultantes geradas pelos conversores no lado da rede trifásica
- \bar{z}_1 Vetor da impedâncias odq dos filtro indutivos de entrada do sistema equilibrado
- s_{g1c}, s_{g3c} Estados de condução das chaves dos conversores 1 e 3 trifásicos
- $v_{1c0_1}^*, v_{3c0_2}^*$ Tensões de polo de referência dos conversores 1 e 3 trifásicos, respectivamente, das topologias com dois barramentos CC
- v_{1d}^*, v_{1q}^* Tensões dq geradas pelos controlados das corrente internas do conversor 1 trifásico
- v_{3d}^*, v_{3q}^* Tensões dq geradas pelos controlados das correntes internas do conversor 3 trifásico
- $v_{1a}^*, v_{1b}^*, v_{1c}^*$ Tensões geradas pelos controlados das corrente interna do conversor 1
- $v_{3a}^*, v_{3b}^*, v_{3c}^*$ Tensões geradas pelos controlados das corrente interna do conversor 3
- i_{1abc}^*, i_{3abc}^* Representam as correntes internas abc trifásicas dos conversores 1 e 3, respectivamente
- v_{1abc}^*, v_{3abc}^* Representam as tensões abc de referência fornecidas pelos controladores das tensões dq da carga aos conversores 1 e 3, respectivamente

- i_{1b}^*, i_{1c}^* Correntes internas de referência do conversor 1 trifásico
- i_{3b}^*, i_{3c}^* Correntes internas de referência do conversor 3 trifásico
- i_{1dq}^*, i_{3dq}^* Representam as correntes internas dq dos conversores 1 e 3, respectivamente
- v_{1dq}^*, v_{3dq}^* Representam as tensões dq geradas pelos conversores 1 e 3, respectivamente
- R_{i1dq}, R_{i3dq} Blocos dos controladores PI de dupla sequência das correntes dq internas dos conversores 1 e 3, respectivamente
- v_{dq}^* Representa as tensões dq geradas pelos controladores das tensões dq da carga trifásica
- v_{2dq}^*, v_{4dq}^* Representam as tensões dq geradas pelos controladores das tensões dq da carga trifásica aplicadas aos conversores 2 e 4 respectivamente
- G_{v24} Bloco que geram as tensões dq aplicadas aos conversores 2 e 4 trifásicos
- v_{2abc}^*, v_{4abc}^* Representam as tensões abc de referência fornecidas pelos controladores das tensões dq da carga aos conversores 2 e 4, respectivamente
- v_{1c0}, v_{3c0} Tensões de polo dos conversores 1 e 3 trifásicos, respectivamente, das topologias com um barramento CC
- v_{g0} Tensão do neutro da rede trifásica até o ponto central do barramento CC das topologias com um barramento CC
- v_{1c0}^*, v_{3c0}^* Tensões de polo de referência dos conversores 1 e 3 trifásicos, respectivamente, das topologias com um barramento CC
- $v_{s1}^*, v_{s2}^*, v_{s3}^*, v_{s4}^*, v_{s5}^*, v_{s6}^*$ Tensões de fase da máquina hexafásica
- $i_{s1}^*, i_{s2}^*, i_{s3}^*, i_{s4}^*, i_{s5}^*, i_{s6}^*$ Correntes de fase da máquina hexafásica

Lista de Tabelas

2.1	Corrente $I_{c,rms}^{hf}(P)/I_{c,rms}^{hf}(C)$ do espectro das harmônicas da corrente do capacitor.	45
2.2	Perdas totais da topologia MM8B2B, normalizadas em relação as perdas da topologia convencional.	47
2.3	Resumo do desempenho da topologia MM8B2B.	53
2.4	Corrente $I_{c,rms}^{hf}$ da topologia MM8B1B, normalizada pela corrente $I_{c,rms}^{hf}$ da topologia convencional.	67
2.5	THDs obtidos experimentalmente da topologia MM8B1B.	77
2.6	Resumo do desempenho da topologia MM8B1B.	79
2.7	Corrente $I_{c,rms}^{hf}$ da topologia MM6B2B normalizada pela corrente $I_{c,rms}^{hf}$ da topologia convencional.	90
2.8	Perdas totais da topologia MM6B2B normalizadas em relação as perdas da topologia convencional $[P_t(P)/P_t(C)]$.	93
2.9	Resumo do desempenho da topologia MM6B2B.	97
2.10	WTHD das tensões v_g e v_l .	107
2.11	WTHD das tensões internas para o caso 1.	109
2.12	WTHD das tensões internas para o caso 2.	109
2.13	THD da corrente i_g para diferentes indutores de filtro em função de μ para a topologia MM5B1B.	110
2.14	THD da tensão e_l para diferentes indutores de filtro em função de μ para a topologia MM5B1B.	110
2.15	THD da corrente i_1 para diferentes indutores de filtro em função de μ para a topologia MM5B1B caso 1.	111
2.16	THD da corrente i_3 para diferentes indutores de filtro em função de μ para a topologia MM5B1B caso 1.	111
2.17	THD da corrente i_1 para diferentes indutores de filtro em função de μ para a topologia MM5B1B caso 2.	111
2.18	THD da corrente i_3 para diferentes indutores de filtro em função de μ para a topologia MM5B1B caso 2.	111
2.19	THD da corrente i_g para diferentes frequências de chaveamento em função de μ para a topologia MM5B1B.	112

2.20	THD da tensão e_l para diferentes frequências de chaveamento em função de μ para a topologia MM5B1B.	112
2.21	Corrente $I_{c,rms}^{hf}$ da topologia MM5B1B normalizada pela corrente $I_{c,rms}^{hf}$ da topologia convencional.	115
2.22	Perdas totais da topologia MM5B1B normalizadas em relação às perdas da topologia convencional $[P_t(P)/P_t(C)]$	117
2.23	Resumo do desempenho da topologia MM5B1B.	125
2.24	Comparação das topologias monofásicas-monofásicas.	126
3.1	Corrente $I_{c,rms}^{hf}$ da topologia MT7B1B normalizada pela corrente $I_{c,rms}^{hf}$ da topologia convencional.	139
3.2	Perdas totais da topologia MT7B1B normalizadas em relação às da topologia convencional.	142
3.3	Parâmetros utilizados nos resultados experimentais da topologia MT7B1B.	146
3.4	Resumo do desempenho da topologia MT7B1B.	149
3.5	Corrente $I_{c,rms}^{hf}$ da topologia MT10B2B normalizada pela corrente da topologia convencional.	160
3.6	Perdas totais da topologia MT10B2B normalizadas em relação às da topologia convencional.	163
3.7	Parâmetros utilizados nos resultados experimentais da configuração MT10B2B	165
3.8	Resumo do desempenho da topologia MT10B2B.	168
3.9	Corrente $I_{c,rms}^{hf}$ da topologia MT10B1B normalizada pela corrente $I_{c,rms}^{hf}$ da topologia convencional.	178
3.10	Parâmetros utilizados nos resultados experimentais da topologia MT10B1B.	183
3.11	Parâmetros utilizados nos resultados experimentais da topologia MT10B1B.	188
3.12	THDs obtidos experimentalmente da topologia MT10B1B.	190
3.13	Resumo do desempenho da topologia MT10B1B.	190
3.14	Comparação das topologias monofásicas-trifásicas.	191
4.1	Corrente $I_{c,rms}^{hf}$ da topologia TT12B2B, normalizada pela corrente $I_{c,rms}^{hf}$ da topologia convencional.	207
4.2	Perdas totais da topologia TT12B2B normalizadas em relação às da topologia convencional.	208
4.3	Parâmetros utilizados nos resultados experimentais da topologia TT12B1B.	212
4.4	Resumo do desempenho da topologia TT12B2B.	215
4.5	Corrente $I_{c,rms}^{hf}$ da topologia TT12B1B, normalizada pela corrente $I_{c,rms}^{hf}$ da topologia convencional.	222
4.6	Parâmetros utilizados nos resultados experimentais da topologia TT12B1B.	228
4.7	Resumo do desempenho da topologia TT12B1B.	232
4.8	Comparação das topologias trifásicas-trifásicas.	233

A.1	Parâmetros em <i>pu</i> para a topologia convencional monofásica-monofásica.	248
A.2	Parâmetros no <i>SI</i> para a topologia convencional monofásica-monofásica.	249
A.3	Parâmetros em <i>pu</i> para as topologias MM8B2B, MM8B1B e MM6B2B.	249
A.4	Parâmetros no <i>SI</i> para as topologias MM8B2B, MM8B1B e MM6B2B.	249
A.5	Parâmetros em <i>pu</i> para a topologia MM5B1B.	250
A.6	Parâmetros no <i>SI</i> para a topologia MM5B1B.	250
A.7	Parâmetros em <i>pu</i> para a topologia convencional monofásica-trifásica e trifásica-trifásica.	250
A.8	Parâmetros no <i>SI</i> para a topologia convencional monofásica-trifásica e trifásica-trifásica.	251
A.9	Parâmetros em <i>pu</i> para as topologias MT7B1B, MT10B2B e MT10B1B.	251
A.10	Parâmetros no <i>SI</i> para as topologias MT7B1B, MT10B2B e MT10B1B.	251
A.11	Parâmetros em <i>pu</i> para as topologia TT12B2B e TT12B1B.	251
A.12	Parâmetros no <i>SI</i> para as topologias TT12B2B e TT12B1B.	252
A.13	Parâmetros no <i>SI</i> para a topologia convencional trifásica-trifásica considerando a potência nominal das chaves de potência (IGBTs).	252
A.14	Parâmetros no <i>SI</i> para as topologias TT12B2B e TT12B1B considerando a potência nominal das chaves de potência (IGBTs).	252

Lista de Figuras

1.1	Associação de conversores em paralelo. (a) Paralelismo de semicondutores. (b) Paralelismo de módulos.	2
1.2	Configurações de conversores em paralelo. (a) Com fontes de tensão separadas. (b) Usando transformadores. (c) Usando reatores entre-fases. (d) Usando indutores de modo comum. (e) Conectados diretamente (sem isolamento).	4
1.3	Dois filtros ativos conectados em paralelo.	12
2.1	Topologias de conversores <i>CA-CC-CA</i> monofásicos-monofásicos. (a) Convencional. (b) Com oito braços e dois barramentos <i>CC</i> (MM8B2B). (c) Com oito braços e um barramento <i>CC</i> (MM8B1B). (d) Com seis braços e dois barramentos <i>CC</i> (MM6B2B). (e) Com cinco braços e um barramento <i>CC</i> (MM5B1B).	16
2.2	Conversor monofásico-monofásico com oito braços e dois barramentos <i>CC</i> (topologia MM8B2B).	17
2.3	Circuitos equivalente do lado da rede. (a) Configuração MM8B2B. (c) Configuração MM8B2B final. (b) Convencional.	21
2.4	Sinais das portadoras PWM.	24
2.5	Diagrama de blocos do controle do conversor MM8B2B.	25
2.6	WTHD das tensões em função de μ da topologia MM8B2B. (a) Tensão v_g . (b) Tensão v_l	26
2.7	Tensão v_g . (a) Topologia convencional, com $\mu = 0$. (b) Topologia convencional, com $\mu = 0,5$. (c) Topologia convencional, com $\mu = 1$. (d) Topologia MM8B2B usando uma portadora PWM, com $\mu = 0$. (e) Topologia MM8B2B usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. (f) Topologia MM8B2B usando uma portadora PWM, com $\mu = 1$	27
2.8	Tensão v_g da topologia MM8B2B. (a) Usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0$. (b) Usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. (c) Usando duas portadoras PWM, com $\mu = 1$. (d) Usando quatro portadoras PWM, com $\mu = 0$. (e) Usando quatro portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. (f) Usando quatro portadoras PWM, com $\mu = 1$	28
2.9	Explicação da WTHD no período de chaveamento para $\mu = 0,5$	29
2.10	Explicação da WTHD no período de chaveamento para $\mu = 0$	30

2.11	Tensão v_l . (a) Topologia convencional, com $\mu = 0$. (b) Topologia convencional, com $\mu = 0,5$. (c) Proposta usando uma portadora PWM, com $\mu = 0$. (d) Proposta usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$	31
2.12	Tensão v_l da topologia MM8B2B. (a) Usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0$. (b) Usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. (c) Usando quatro portadoras PWM, com $\mu = 0$. (d) Usando quatro portadoras PWM, com $\mu = 0,5$	32
2.13	WTHDs das tensões em função do fator de distribuição de roda livre μ . (a) Tensão v_{1a} . (b) Tensão v_{1b} . (c) Tensão v_{3a} . (d) Tensão v_{3b}	33
2.14	Tensões gerada pelos conversores da topologia MM8B2B, usando uma portadora PWM, com $\mu = 0$. (a) Tensão v_{1a} . (b) Tensão v_{1b} . (c) Tensão de circulação v_{o1}	34
2.15	Tensões do conversor 1 e tensão de circulação da topologia MM8B2B, usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão v_{1a} . (b) Tensão v_{1b} . (c) Tensão de circulação v_{o1}	34
2.16	Tensões do conversor 1 e tensão de circulação da topologia MM8B2B, usando uma portadora PWM, com $\mu = 1$. (a) Tensão v_{1a} . (b) Tensão v_{1b} . (c) Tensão de circulação v_{o1}	35
2.17	Tensões do conversor 1 e tensão de circulação da topologia MM8B2B, usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0$. (a) Tensão v_{1a} . (b) Tensão v_{1b} . (c) Tensão de circulação v_{o1}	35
2.18	Tensões do conversor 1 e tensão de circulação da topologia MM8B2B, usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão v_{1a} . (b) Tensão v_{1b} . (c) Tensão de circulação v_{o1}	36
2.19	Tensões do conversor 1 e tensão de circulação da topologia MM8B2B, usando duas portadoras PWM, com $\mu = 1$. (a) Tensão v_{1a} . (b) Tensão v_{1b} . (c) Tensão de circulação v_{o1}	36
2.20	Tensões do conversor 1 e tensão de circulação da topologia MM8B2B, usando quatro portadoras PWM, com $\mu = 0$. (a) Tensão v_{1a} . (b) Tensão v_{1b} . (c) Tensão de circulação v_{o1}	37
2.21	Tensões do conversor 1 e tensão de circulação da topologia MM8B2B, usando quatro portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão v_{1a} . (b) Tensão v_{1b} . (c) Tensão de circulação v_{o1}	37
2.22	Tensões do conversor 1 e tensão de circulação da topologia MM8B2B, usando quatro portadoras PWM, com $\mu = 1$. (a) Tensão v_{1a} . (b) Tensão v_{1b} . (c) Tensão de circulação v_{o1}	38
2.23	Especificação dos indutores em termo da THD da corrente i_g em função de μ . (a) Usando duas portadoras PWM. (b) Usando quatro portadoras PWM.	39
2.24	Especificação dos indutores em termo da THD da corrente i_{1a} em função de μ . (a) Usando duas portadoras PWM. (b) Usando quatro portadoras PWM.	40

2.25	THD da corrente i_g para diferentes frequências de chaveamento em função de μ , para a topologia MM8B2B. (a) Usando duas portadoras PWM. (b) Usando quatro portadoras PWM.	40
2.26	Tensão mínima necessária no barramento CC.	41
2.27	Espectro das harmônicas da corrente do capacitor. (a) i_c da topologia convencional. (b) i_{c1} da topologia MM8B2B usando uma portadora PWM. (c) i_{c1} da topologia MM8B2B usando duas portadoras PWM. (d) i_{c1} da topologia MM8B2B usando quatro portadoras PWM.	44
2.28	Perdas estimadas nos conversores da topologia MM8B2B. (a) Perdas de Condução P_{cd} . (b) Perdas de chaveamento P_{ch} . (c) Perdas totais $P_t = P_{cd} + P_{ch}$	47
2.29	Resultados de simulação da topologia MM8B2B usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão e corrente da rede (e_g e i_g). (b) Corrente (i_{1a}). (c) Corrente (i_{3a}). (d) Corrente de circulação (i_{o1}).	48
2.30	Resultados de simulação da topologia MM8B2B usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão do barramento 1 (v_{c1}). (b) Tensão do barramento 2 (v_{c2}). (c) Corrente da carga (i_l). (d) Tensão da carga (e_l).	49
2.31	Resultados de simulação da topologia MM8B2B usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão e corrente da rede (e_g e i_g). (b) Corrente (i_{1a}). (c) Corrente (i_{3a}). (d) Corrente de circulação (i_{o1}).	49
2.32	Resultados de simulação da topologia MM8B2B usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão do barramento 1 (v_{c1}). (b) Tensão do barramento 2 (v_{c2}). (c) Corrente da carga (i_l). (d) Tensão da carga (e_l).	50
2.33	Resultados de simulação da topologia MM8B2B usando duas portadoras PWM, com $\mu = 1$. (a) Tensão e corrente da rede (e_g e i_g). (b) Corrente (i_{1a}). (c) Corrente (i_{3a}). (d) Corrente de circulação (i_{o1}).	50
2.34	Resultados de simulação da topologia MM8B2B usando duas portadoras PWM, com $\mu = 1$. (a) Tensão do barramento 1 (v_{c1}). (b) Tensão do barramento 2 (v_{c2}). (c) Corrente da carga (i_l). (d) Tensão da carga (e_l).	51
2.35	Resultados de simulação da topologia MM8B2B usando quatro portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão e corrente da rede (e_g e i_g). (b) Corrente (i_{1a}). (c) Corrente (i_{3a}). (d) Corrente de circulação (i_{o1}).	52
2.36	Resultados de simulação da topologia MM8B2B usando quatro portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão do barramento 1 (v_{c1}). (b) Tensão do barramento 2 (v_{c2}). (c) Corrente da carga (i_l). (d) Tensão da carga (e_l).	52
2.37	Conversor monofásico-monofásico com oito braços e um barramento CC (topologia MM8B1B).	54
2.38	Diagrama de blocos do controle do conversor MM8B1B.	59
2.39	WTHD das tensões em função de μ da topologia MM8B1B. (a) Tensão v_{1a} . (b) Tensão v_{1b} . (c) Tensão v_{3a} . (d) Tensão v_{3b}	61

2.40	Tensões do conversor 1 e tensão de circulação da topologia MM8B1B usando uma portadora PWM com $\mu = 0,5$. (a) Tensão v_{1a} . (b) Tensão v_{1b} . (c) Tensão de circulação v_{o1} .	62
2.41	Tensões do conversor 1 e tensão de circulação da topologia MM8B1B usando duas portadoras PWM com $\mu = 0$. (a) Tensão v_{1a} . (b) Tensão v_{1b} . (c) Tensão de circulação v_{o1} .	62
2.42	Tensões do conversor 1 e tensão de circulação da topologia MM8B1B usando duas portadoras PWM com $\mu = 0,5$. (a) Tensão v_{1a} . (b) Tensão v_{1b} . (c) Tensão de circulação v_{o1} .	63
2.43	Tensões do conversor 1 e tensão de circulação da topologia MM8B1B usando duas portadoras PWM com $\mu = 1,0$. (a) Tensão v_{1a} . (b) Tensão v_{1b} . (c) Tensão de circulação v_{o1} .	63
2.44	Especificação dos indutores em termo da THD da corrente i_{1a} em função de μ . (a) Usando duas portadoras PWM. (b) Usando quatro portadoras PWM.	64
2.45	Tensão mínima necessária do barramento CC.	65
2.46	Espectro das harmônicas da corrente do capacitor. (a) i_c da topologia convencional. (b) i_c da topologia MM8B1B, usando uma portadora PWM. (c) i_c da topologia MM8B1B, usando duas portadoras PWM. (d) i_c da topologia MM8B1B, usando quatro portadoras PWM.	66
2.47	Resultados de simulação da topologia MM8B1B, usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão e corrente da rede (e_g e i_g). (b) Corrente (i_{1a}). (c) Corrente (i_{3a}). (d) Corrente de circulação (i_{o1}).	68
2.48	Resultados de simulação da topologia MM8B1B, usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão do barramento (v_c). (b) Corrente de circulação (i_{o2}). (c) Corrente da carga (i_l). (d) Tensão da carga (e_l).	68
2.49	Resultados de simulação da topologia MM8B1B, usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão e corrente da rede (e_g e i_g). (b) Corrente (i_{1a}). (c) Corrente (i_{3a}). (d) Corrente de circulação (i_{o1}).	69
2.50	Resultados de simulação da topologia MM8B1B, usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão do barramento (v_c). (b) Corrente de circulação (i_{o2}). (c) Corrente da carga (i_l). (d) Tensão da carga (e_l).	70
2.51	Resultados de simulação da topologia MM8B1B, usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0$. (a) Tensão e corrente da rede (e_g e i_g). (b) Corrente (i_{1a}). (c) Corrente (i_{3a}). (d) Corrente de circulação (i_{o1}).	70
2.52	Resultados de simulação da topologia MM8B1B, usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0$. (a) Tensão do barramento (v_c). (b) Corrente de circulação (i_{o2}). (c) Corrente da carga (i_l). (d) Tensão da carga (e_l).	71

2.53	Resultados de simulação da topologia MM8B1B, usando duas portadoras PWM, com $\mu = 1$. (a) Tensão e corrente da rede (e_g e i_g). (b) Corrente (i_{1a}). (c) Corrente (i_{3a}). (d) Corrente de circulação (i_{o1}).	71
2.54	Resultados de simulação da topologia MM8B1B, usando duas portadoras PWM, com $\mu = 1$. (a) Tensão do barramento (v_c). (b) Corrente de circulação (i_{o2}). (c) Corrente da carga (i_l). (d) Tensão da carga (e_l).	72
2.55	Resultados de simulação da topologia MM8B1B, usando quatro portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão e corrente da rede (e_g e i_g). (b) Corrente (i_{1a}). (c) Corrente (i_{3a}). (d) Corrente de circulação (i_{o1}).	72
2.56	Resultados de simulação da topologia MM8B1B, usando quatro portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão do barramento (v_c). (b) Corrente de circulação (i_{o2}). (c) Corrente da carga (i_l). (d) Tensão da carga (e_l).	73
2.57	Resultados experimentais em regime permanente, usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão e corrente da rede monofásica (e_g e i_g). (b) Corrente (i_{1a}). (c) Corrente (i_{3a}). (d) Corrente (i_{1b}). (e) Corrente de circulação (i_{o1}). (f) Tensão do barramento CC (v_c).	74
2.58	Resultados experimentais em regime permanente, usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão e corrente da rede monofásica (e_g e i_g). (b) Corrente (i_{1a}). (c) Corrente (i_{3a}). (d) Corrente (i_{1b}). (e) Corrente de circulação (i_{o1}). (f) Tensão do barramento CC (v_c).	75
2.59	Resultados experimentais em regime permanente, usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0$. (a) Tensão e corrente da rede monofásica (e_g e i_g). (b) Corrente (i_{1a}). (c) Corrente (i_{3a}). (d) Corrente (i_{1b}). (e) Corrente de circulação (i_{o1}). (f) Tensão do barramento CC (v_c).	76
2.60	Resultados experimentais em regime permanente, usando duas portadoras PWM, com $\mu = 1$. (a) Tensão e corrente da rede monofásica (e_g e i_g). (b) Corrente (i_{1a}). (c) Corrente (i_{3a}). (d) Corrente (i_{1b}). (e) Corrente de circulação (i_{o1}). (f) Tensão do barramento CC (v_c).	77
2.61	Resultados experimentais mostrando a aplicação de duas portadoras PWM. (a) Correntes i_g , i_{1a} e i_{3a} , com $\mu = 0,5$. (b) Correntes i_g , i_{1a} e i_{3a} , com $\mu = 1$	78
2.62	Conversor CA-CC-CA monofásico-monofásico com seis braços e dois barramentos (MM6B2B).	80
2.63	Diagrama de blocos do controle do conversor CA-CC-CA MM6B2B.	83
2.64	WTHD das tensões em função do fator de distribuição de roda livre μ da topologia MM6B2B. (a) Tensão v_g . (b) Tensão v_l	84
2.65	THDs da corrente i_g em função de μ e de l_n da topologia MM6B2B. (a) Usando uma portadora PWM. (b) Usando duas portadoras PWM. (b) Usando quatro portadoras PWM.	85

2.66	THDs da corrente i_1 em função de μ e de l_n da topologia MM6B2B. (a) Usando duas portadoras PWM. (b) Usando quatro portadoras PWM.	86
2.67	THDs da corrente i_g em função de μ e da frequência de chaveamento f_{ch} da topologia MM6B2B. (a) Usando uma portadora PWM. (b) Usando duas portadoras PWM. (c) Usando quatro portadoras PWM.	87
2.68	Tensão mínima necessária no barramento CC da topologia MM6B2B. (a) Diagrama fasorial com $\varepsilon = 0^\circ$ (figura superior) e $\varepsilon = 180^\circ$ (figura inferior). (b) Tensões v_{c1} , v_{c2} e v_{c3} em função do ângulo de sincronismo ε	88
2.69	Espectro das harmônicas da corrente do capacitor. (a) i_c da topologia convencional. (b) i_{c1} da topologia proposta usando uma portadora PWM. (c) i_{c1} da topologia proposta usando duas portadoras PWM. (d) i_{c1} da topologia proposta usando quatro portadoras PWM.	89
2.70	Correntes dos braços compartilhados da topologia MM6B2B. (a) Diagrama fasorial. (b) Amplitudes das correntes I_{s1} e I_{s2} normalizadas pela amplitude da corrente I_l . (c) Valor mínimo das amplitudes das correntes I_{s1} e I_{s2} normalizadas pela amplitude da corrente I_l	91
2.71	Perdas estimadas nos conversores da topologia MM6B2B. (a) Perda de Condução (P_{cd}). (b) Perdas de chaveamento (P_{ch}). (c) Perdas totais ($P_t = P_{cd} + P_{ch}$).	92
2.72	Resultados de simulação da topologia MM6B2B usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão e corrente da rede (e_g e i_g). (b) Corrente do conversor 1 (i_1). (c) Corrente do conversor 3 (i_3). (d) Corrente do braço compartilhado (i_{s1}).	94
2.73	Resultados de simulação da topologia MM6B2B usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão do barramento 1 (v_{c1}). (b) Tensão do barramento 2 (v_{c2}). (c) Corrente da carga (i_l). (d) Tensão da carga (e_l).	94
2.74	Resultados de simulação da topologia MM6B2B usando duas portadoras PWM, com $\mu = 1$. (a) Tensão e corrente da rede (e_g e i_g). (b) Corrente do conversor 1 (i_1). (c) Corrente do conversor 3 (i_3). (d) Corrente do braço compartilhado 1 (i_{s1}).	95
2.75	Resultados de simulação da topologia MM6B2B usando duas portadoras PWM, com $\mu = 1$. (a) Tensão do barramento 1 (v_{c1}). (b) Tensão do barramento 2 (v_{c2}). (c) Corrente da carga (i_l). (d) Tensão da carga (e_l).	95
2.76	Resultados de simulação da topologia MM6B2B usando quatro portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão e corrente da rede (e_g e i_g). (b) Corrente do conversor 1 (i_1). (c) Corrente do conversor 3 (i_3). (d) Corrente do braço compartilhado 1 (i_{s1}).	96
2.77	Resultados de simulação usando quatro portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão do barramento 1 (v_{c1}). (b) Tensão do barramento 2 (v_{c2}). (c) Corrente da carga (i_l). (d) Tensão da carga (e_l).	97
2.78	Conversor monofásico-monofásico com cinco braços e um barramento CC (topologia MM5B1B).	98

2.79 Circuitos equivalente do lado da rede caso 1. (a) Configuração MM5B1B. (c) Configuração MM5B1B final. 100

2.80 Circuitos equivalente do lado da rede, caso 2. (a) Configuração MM5B1B. (c) Configuração MM5B1B final. 101

2.81 Diagrama de blocos do controle do conversor CA-CC-CA monofásico-monofásico com cinco braços e um barramento CC. 105

2.82 WTHD das tensões v_g e v_l em função de μ da topologia MM5B1B. (a) Tensão v_g . (b) Tensão v_l 105

2.83 Tensão v_g . (a) Topologia convencional, com $\mu = 0,5$. (b) Topologia MM5B1B usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. (c) Topologia MM5B1B usando duas Portadoras PWM, com $\mu = 0$. (d) Topologia MM5B1B usando duas Portadoras PWM, com $\mu = 1$ 106

2.84 Tensão v_l . (a) Topologia convencional com $\mu = 0,5$. (b) Topologia MM5B1B usando uma portadora PWM com $\mu = 0,5$. (c) Topologia MM5B1B usando duas portadoras PWM com $\mu = 0$. (d) Topologia MM5B1B usando duas portadoras PWM com $\mu = 1$ 107

2.85 Tensões v_g e v_l fazendo $\mu = 0$, quando $e_g > 0$ e $\mu = 1$, quando $e_g < 0$. (a) Tensão v_g . (b) Tensão v_l 108

2.86 WTHD das tensões $v_1, v_2, v_3, v_4, v'_1, v'_3, v'_2$ e v'_4 em função de μ . (a) Tensões v_1 e v'_1 . (b) Tensões v_2 e v'_2 . (c) Tensões v_3 e v'_3 . (d) Tensões v_4 e v'_4 109

2.87 Tensão v_c mínima em função do ângulo de sincronismo ε 113

2.88 Espectro das componentes harmônicas da corrente do capacitor. (a) i_c da topologia convencional. (b) i_c da topologia MM5B1B, caso 1, usando uma portadora PWM. (c) i_c da topologia MM5B1B, caso 1, usando duas portadoras PWM. (d) i_c da topologia MM5B1B, caso 2, usando duas portadoras PWM. 114

2.89 Corrente do braço compartilhado da topologia MM5B1B. (a) Diagrama fasorial. (b) Amplitude da corrente I_s normalizada pela amplitude da corrente I_l . (c) Valor mínimo da amplitude da corrente I_s normalizada pela amplitude da corrente I_l 116

2.90 Perdas estimadas nos conversores da topologia MM5B1B. (a) Perdas de condução P_{cd} . (b) Perdas de chaveamento P_{ch} . (c) Perdas totais $P_t = P_{cd} + P_{ch}$ 117

2.91 Resultados de simulação para o caso 1 da topologia MM5B1B usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão e corrente da rede (e_g e i_g). (b) Corrente do conversor 1 (i_1). (c) Corrente do conversor 3 (i_3). (d) Corrente do braço compartilhado (i_s). 118

2.92 Resultados de simulação para o caso 1 da topologia MM5B1B usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão do barramento CC (v_c). (b) Corrente da carga (i_l). (c) Tensão da carga (e_l). 119

2.93	Resultados de simulação para o caso 1 da topologia MM5B1B usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0/1$. (a) Tensão e corrente da rede (e_g e i_g). (b) Corrente do conversor 1 (i_1). (c) Corrente do conversor 3 (i_3). (d) Corrente do braço compartilhado (i_s).	119
2.94	Resultados de simulação para o caso 1 da topologia MM5B1B usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0/1$. (a) Tensão do barramento CC (v_c). (b) Corrente da carga (i_l). (c) Tensão da carga (e_l).	120
2.95	Resultados de simulação para o caso 2 da topologia MM5B1B usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0/1$. (a) Tensão e corrente da rede (e_g e i_g). (b) Corrente do conversor 1 (i_1). (c) Corrente do conversor 3 (i_3). (d) Corrente do braço compartilhado (i_s).	121
2.96	Resultados de simulação para o caso 2 da topologia MM5B1B usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0/1$. (a) Tensão do barramento CC (v_c). (b) Corrente da carga (i_l). (c) Tensão da carga (e_l).	121
2.97	Resultados experimentais em regime permanente, para o caso 1, da topologia MM5B1B usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão e corrente da rede monofásica (e_g e i_g). (b) Correntes internas (i_1 e i_3). (c) Correntes da rede (i_g), da carga (i_l) e do braço compartilhado (i_s). (d) Tensão da carga (e_l). (e) Tensão do barramento CC (v_c).	122
2.98	Resultados experimentais em regime permanente, para o caso 1, da topologia MM5B1B usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão e corrente da rede monofásica (e_g e i_g). (b) Correntes internas (i_1 e i_3). (c) Correntes da rede (i_g), da carga (i_l) e do braço compartilhado (i_s). (d) Tensão da carga (e_l). (e) Tensão do barramento CC (v_c).	123
2.99	Resultados experimentais de um transitório de carga, para o caso 1, da topologia MM5B1B usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão e corrente da rede monofásica (e_g e i_g). (b) Correntes internas (i_1 e i_3). (c) Correntes da rede e da carga, (i_g e i_l). (d) Corrente do braço compartilhado (i_s). (e) Tensão da carga (e_l). (f) Tensão do barramento CC (v_c).	124
3.1	Conversor CA-CC-CA monofásico-monofásico convencional.	128
3.2	Topologias de conversores monofásicos-trifásicos. (a) Com sete braços e um barramento CC (topologia MT7B1B). (b) Com dez braços e dois barramentos CC (topologia MT10B2B). (c) Com dez braços e um barramento CC (topologia MT10B1B).	130
3.3	Conversor CA-CC-CA monofásico-trifásico com sete braços e um barramento CC (MT7B1B).	131
3.4	Diagrama de blocos do controle do conversor MT7B1B.	134
3.5	WTHD da tensão v_g em função de μ da topologia MT7B1B.	135

3.6	Tensão v_g . (a) Topologia convencional, com $\mu = 0,5$. (b) Topologia MT7B1B, usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. (c) Topologia MT7B1B, usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. (d) Topologia MT7B1B, usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0$.	136
3.7	THD da corrente i_g da topologia MT7B1B, para diferentes valores de l_n , em função de μ .	137
3.8	THD da corrente i_{1a} da topologia MT7B1B, para diferentes valores de l_n , em função de μ .	137
3.9	THD da corrente i_g para diferentes frequências de chaveamento, em função de μ , para a topologia MT7B1B.	138
3.10	Tensão mínima necessária no barramento CC da topologia MT7B1B.	139
3.11	Espectro das harmônicas da corrente do capacitor da topologia MT7B1B. (a) i_c da topologia convencional. (b) i_c da topologia proposta usando uma portadora PWM. (c) i_c da topologia proposta usando duas portadoras PWM.	140
3.12	Perdas estimadas nos conversores da topologia MT7B1B. (a) Perdas de Condução P_{cd} . (b) Perdas de chaveamento P_{ch} . (c) Perdas totais $P_t = P_{cd} + P_{ch}$.	141
3.13	Resultados de simulação da topologia MT7B1B, usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão e corrente da rede (e_g e i_g). (b) Corrente i_{1a} . (c) Corrente i_{3a} . (d) Corrente i_{1b} .	143
3.14	Resultados de simulação da topologia MT7B1B, usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Corrente de circulação (i_{o1}). (b) Tensão do barramento CC (v_c). (c) Correntes da carga (i_{l1} , i_{l2} e i_{l3}). (d) Tensões da carga (e_{l1} , e_{l2} e e_{l3}).	143
3.15	Resultados de simulação da topologia MT7B1B, usando duas portadoras PWM com $\mu = 0,5$. (a) Tensão e corrente da rede (e_g e i_g). (b) Corrente i_{1a} . (c) Corrente i_{3a} . (d) Corrente i_{1b} .	144
3.16	Resultados de simulação da topologia MT7B1B, usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Corrente de circulação (i_{o1}). (b) Tensão do barramento (v_c). (c) Correntes da carga (i_{l1} , i_{l2} e i_{l3}). (d) Tensões da carga (e_{l1} , e_{l2} e e_{l3}).	144
3.17	Resultados de simulação da topologia MT7B1B, usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0$. (a) Tensão e corrente da rede (e_g e i_g). (b) Corrente i_{1a} . (c) Corrente i_{3a} . (d) Corrente i_{1b} .	145
3.18	Resultados de simulação da topologia MT7B1B, usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0$. (a) Corrente de circulação (i_{o1}). (b) Tensão do barramento (v_c). (c) Correntes da carga (i_{l1} , i_{l2} e i_{l3}). (d) Tensões da carga (e_{l1} , e_{l2} e e_{l3}).	146
3.19	Resultados experimentais em regime permanente da topologia MT7B1B, usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão e corrente da rede monofásica (e_g e i_g). (b) Correntes i_{1a} e i_{3a} . (c) Correntes i_{1a} , i_{1b} e i_{o1} . (d) Tensão do barramento CC (v_c). (e) Tensão e_{l12} da carga.	147

3.20	Resultados experimentais transitório volts/hertz da topologia MT7B1B, usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão e corrente da rede monofásica (e_g e i_g). (b) Correntes i_{1a} , i_{1b} e i_{o1} . (c) Correntes i_{1a} e i_{3a} . (d) Tensão do barramento CC (v_c). (e) Tensão e_{l12} da carga.	148
3.21	Conversor $CA-CC-CA$ monofásico-trifásico com dez braços e dois barramentos CC (MT10B2B).	150
3.22	Diagrama de blocos do controle do conversor $CA-CC-CA$ MT10B2B.	156
3.23	WTHDs das tensões v_{ld} e v_{lq} , em função de μ , da topologia MT10B2B.	157
3.24	Tensão v_{ld} . (a) Topologia convencional, com $\mu = 0,5$. (b) Topologia MT10B2B usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. (c) Topologia MT10B2B usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. (d) Topologia MT10B2B usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0$	158
3.25	THD das correntes internas em função de μ e l_n . (a) Corrente i_{1a} . (b) Corrente i_{2a}	158
3.26	Tensão mínima necessária no barramento CC da topologia MT10B2B.	160
3.27	Espectro das harmônicas da corrente do capacitor. (a) i_c da topologia convencional. (b) i_{c1} da topologia MT10B2B usando uma portadora PWM. (c) i_{c1} da topologia MT10B2B usando duas portadoras PWM.	161
3.28	Perdas estimadas nos conversores da topologia MT10B2B. (a) Perdas de Condução P_{cd} . (b) Perdas de chaveamento P_{ch} . (c) Perdas totais $P_t = P_{cd} + P_{ch}$	162
3.29	Resultados de simulação da topologia MT10B2B usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão e corrente da rede (e_g e i_g). (b) Corrente i_{1a} . (c) Corrente i_{3a} . (d) Corrente de circulação (i_{o1}). (e) Tensão do barramento 1 (v_{c1}). (f) Tensão do barramento 2 (v_{c2}).	164
3.30	Resultados de simulação da topologia MT10B2B usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Correntes internas i_{2a} , i_{2b} e i_{2c} . (b) Correntes internas i_{4a} , i_{4b} e i_{4c} . (c) Correntes da carga (i_{l1} , i_{l2} e i_{l3}). (d) Tensões da carga (e_{l1} , e_{l2} , e_{l3}).	165
3.31	Resultados de simulação da topologia MT10B2B usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão e corrente da rede (e_g e i_g). (b) Corrente i_{1a} . (c) Corrente i_{3a} . (d) Corrente de circulação (i_{o1}). (e) Tensão do barramento 1 (v_{c1}). (f) Tensão do barramento 2 (v_{c2}).	166
3.32	Resultados de simulação da topologia MT10B2B usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Correntes internas i_{2a} , i_{2b} e i_{2c} . (b) Correntes internas i_{4a} , i_{4b} e i_{4c} . (c) Correntes da carga (i_{l1} , i_{l2} e i_{l3}). (d) Tensões da carga (e_{l1} , e_{l2} e e_{l3}).	167
3.33	Resultados de simulação da topologia MT10B2B usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0$. (a) Tensão e corrente da rede e_g e i_g . (b) Corrente i_{1a} . (c) Corrente i_{3a} . (d) Corrente de circulação i_{o1} . (e) Tensão do barramento 1 v_{c1} . (f) Tensão do barramento 2 v_{c2}	168

3.34 Resultados de simulação da topologia MT10B2B usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0$. (a) Correntes i_{2a}, i_{2b} e i_{2c} (b) Correntes i_{4a}, i_{4b} e i_{4c} . (c) Correntes da carga i_{l1}, i_{l2} e i_{l3} . (d) Tensões da carga v_{l1}, v_{l2} e v_{l3} 169

3.35 Resultados experimentais em regime permanente da topologia MT10B2B usando uma portadora PWM, com $\mu = 0, 5$. (a) Tensão e corrente da rede monofásica (e_g e i_g). (b) Corrente i_{1a} . (c) Corrente i_{3a} . (d) Corrente de circulação (i_{o1}). 169

3.36 Resultados experimentais em regime permanente da topologia MT10B2B usando uma portadora PWM, com $\mu = 0, 5$. (a) Tensão do barramento CC 1 (v_{c1}). (b) Tensão do barramento CC 2 (v_{c2}). (c) Correntes dq da carga (i_{ld} e i_{lq}). (d) Tensões dq da carga (e_{ld} e e_{lq}). 170

3.37 Resultados experimentais em regime permanente da topologia MT10B2B usando uma portadora PWM, com $\mu = 0, 5$. (a) Tensão e corrente da rede monofásica (e_g e i_g). (b) Correntes internas i_{1a} e i_{1b} e corrente de circulação (i_{o1}). (c) Correntes i_{1a} e i_{3a} . (d) Tensões dos barramentos CC (v_{c1} e v_{c2}). (e) Correntes da carga (i_{l1} e i_{l2}). (f) Tensões da carga (e_{l1} e e_{l2}). 171

3.38 Conversor CA-CC-CA monofásico-trifásico com dez braços e um barramento CC (MT10B1B). 171

3.39 Diagrama de blocos do controle do conversor MT10B2B. 175

3.40 THDs das correntes internas em função de μ e l_n . (a) Corrente i_{1a} . (b) Corrente i_{2a} . 177

3.41 Espectro das harmônicas da corrente do capacitor i_c . (a) Topologia convencional. (b) Topologia MT10B1B usando uma portadora PWM. (c) Topologia MT10B1B usando duas portadoras PWM. 179

3.42 Resultados de simulação da topologia MT10B1B usando uma portadora PWM, com $\mu = 0, 5$. (a) Tensão e corrente da rede e_g e i_g . (b) Corrente i_{1a} . (c) Corrente i_{3a} . (d) Corrente de circulação i_{o1} . (e) Corrente de circulação i_{c2} . (f) Tensão do barramento CC v_c 180

3.43 Resultados de simulação da topologia MT10B1B usando uma portadora PWM com $\mu = 0, 5$. (a) Correntes i_{2a}, i_{2b} e i_{2c} (b) Correntes i_{4a}, i_{4b} e i_{4c} . (c) Correntes da carga i_{l1}, i_{l2} e i_{l3} . (d) Tensões da carga e_{l1}, e_{l2} e e_{l3} 181

3.44 Resultados de simulação da topologia MT10B1B usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0, 5$. (a) Tensão e corrente da rede (e_g e i_g). (b) Corrente i_{1a} . (c) Corrente i_{3a} . (d) Corrente de circulação i_{o1} . (e) Corrente de circulação i_{o2} . (f) Tensão do barramento (v_c). 182

3.45 Resultados de simulação da topologia MT10B1B usando duas portadoras PWM com $\mu = 0, 5$. (a) Correntes i_{2a}, i_{2b} e i_{2c} . (b) Correntes i_{4a}, i_{4b} e i_{4c} . (c) Correntes da carga i_{l1}, i_{l2} e i_{l3} . (d) Tensões da carga e_{l1}, e_{l2} e e_{l3} 183

- 3.46 Resultados de simulação da topologia MT10B1B usando duas portadoras PWM com $\mu = 0$. (a) Tensão e corrente da rede e_g e i_g . (b) Corrente i_{1a} . (c) Corrente i_{3a} . (d) Corrente de circulação i_{o1} . (e) Corrente de circulação i_{o2} . (f) Tensão do barramento v_c 184
- 3.47 Resultados de simulação da topologia MT10B1B usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0$. (a) Correntes i_{2a}, i_{2b} e i_{2c} (b) Correntes i_{4a}, i_{4b} e i_{4c} . (c) Correntes da carga (i_{l1}, i_{l2} e i_{l3}). (d) Tensões da carga (e_{l1}, e_{l2} e e_{l3}). 185
- 3.48 Resultados experimentais em regime permanente da topologia MT10B1B usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão e corrente da rede monofásica (e_g e i_g). (b) Corrente i_{1a} . (c) Corrente i_{3a} . (d) Corrente de circulação i_{o1} 185
- 3.49 Resultados experimentais em regime permanente da topologia MT10B1B usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão do barramento CC (v_c). (b) Corrente de circulação i_{o2} . (c) Correntes da carga (i_{l1} e i_{l2}). (d) Tensões da carga (e_{l1} e e_{l2}). 186
- 3.50 Resultados experimentais em regime permanente da topologia MT10B1B usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão e corrente da rede monofásica (e_g e i_g). (b) Correntes internas (i_{1a} e i_{1b}) e corrente de circulação i_{o1} . (c) Correntes i_{1a} e i_{3a} . (d) Tensão do barramento CC (v_c). (e) Correntes da carga (i_{l1} e i_{l2}). (f) Tensões da carga (e_{l1} e e_{l2}). 187
- 3.51 Resultados experimentais transitório volts/hertz da topologia MT10B1B usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão e corrente da rede monofásica (e_g e i_g). (b) Correntes internas (i_{1a} e i_{1b}) e de circulação i_{o1} . (c) Correntes i_{1a} e i_{3a} . (d) Tensão do barramento CC (v_c). (e) Correntes da carga (i_{l1} e i_{l2}). (f) Tensões da carga (e_{l1} e e_{l2}). 188
- 3.52 Resultados experimentais da topologia MT10B1B, com $\mu = 0,5$. (a) Correntes da carga (i_{l1} e i_{l2}), com uma portadora PWM. (b) Correntes internas (i_{2a} e i_{2b}), com uma portadora PWM. (c) Correntes da carga (i_{l1} e i_{l2}), com duas portadoras PWM. (d) Correntes internas (i_{2a} e i_{2b}), com duas portadoras PWM. 189
- 3.53 Resultados experimentais mostrando a influencia da aplicação de uma ou duas portadoras PWM (*interleaved*). (a) Correntes i_{l1}, i_{2a} e i_{4a} , com uma portadora PWM. (b) Correntes i_{l1}, i_{2a} e i_{2b} , com duas portadoras PWM. 189
- 4.1 Topologias de conversores trifásico-trifásico. (a) Convencional. (b) Com doze braços e dois barramentos CC (TT12B2B). (c) Com doze braços e um barramento CC (TT12B1B). 194
- 4.2 Conversor CA-CC-CA trifásico-trifásico com doze braços e dois barramentos CC (TT12B2B). 195

4.3 Circuitos equivalente do lado da rede da componente d . (a) Configuração TT12B2B. (c) Configuração TT12B22B com z_g . (c) Circuito equivalente das topologias convencional e TT12B2B. 198

4.4 Diagrama de blocos do controle do conversor TT12B2B. 201

4.5 Valor médio da WTHD das tensões v_{gd} e v_{gq} em função de μ da topologia TT12B2B. 202

4.6 Tensão v_{gd} . (a) Topologia convencional, com $\mu = 0,5$. (b) Topologia TT12B2B usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. (c) Topologia TT12B2B usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. (d) Topologia TT12B2B usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0$ 203

4.7 THD em função de μ para diferentes valores de l_n . (a) Corrente da fase 1 da rede (i_{g1}). (b) Corrente interna i_{1a} 204

4.8 THD da corrente i_{g1} para diferentes valores da frequência de chaveamento em função de μ para a topologia TT12B2B. 205

4.9 Espectro das harmônicas da corrente do capacitor i_c e i_{c1} . (a) Topologia convencional. (b) Topologia TT12B2B usando uma portadora PWM. (c) Topologia TT12B2B usando duas portadoras PWM. 206

4.10 Perdas estimadas nos conversores da topologia TT12B2B. (a) Perdas de Condução P_{cd} . (b) Perdas de chaveamento P_{ch} . (c) Perdas totais $P_t = P_{cd} + P_{ch}$ 208

4.11 Resultados de simulação da topologia TT12B2B usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão e corrente da fase 1 da rede (e_{g1} e i_{g1}). (b) Correntes dos conversor 1 (i_{1a} , i_{1b} e i_{1c}). (c) Correntes dos conversor 3 (i_{3a} , i_{3b} e i_{3c}). (d) Corrente de circulação (i_{o1}). 209

4.12 Resultados de simulação da topologia TT12B2B usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão do barramento CC 1 (v_{c1}). (b) Tensão do barramento CC 2 (v_{c2}). (c) Correntes da carga (i_{l1} , i_{l2} e i_{l3}). (d) Tensões da carga (e_{l1} , e_{l2} e e_{l3}). . . . 209

4.13 Resultados de simulação da topologia TT12B2B usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão e corrente da fase 1 da rede (e_{g1} e i_{g1}). (b) Correntes dos conversor 1 (i_{1a} , i_{1b} e i_{1c}). (c) Correntes dos conversor 3 (i_{3a} , i_{3b} e i_{3c}). (d) Corrente de circulação (i_{o1}). 210

4.14 Resultados de simulação da topologia TT12B2B usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão do barramento CC 1 (v_{c1}). (b) Tensão do barramento CC 2 (v_{c2}). (c) Correntes da carga (i_{l1} , i_{l2} e i_{l3}). (d) Tensões da carga (e_{l1} , e_{l2} e e_{l3}). . . . 211

4.15 Resultados de simulação da topologia TT12B2B usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0$. (a) Tensão e corrente da fase 1 da rede e_{g1} e i_{g1} . (b) Correntes dos conversor 1 (i_{1a} , i_{1b} e i_{1c}). (c) Correntes dos conversor 3 (i_{3a} , i_{3b} e i_{3c}). (d) Corrente de circulação i_{o1} 211

4.16 Resultados de simulação da topologia TT12B2B usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0$. (a) Tensão do barramento CC 1 (v_{c1}). (b) Tensão do barramento CC 2 (v_{c2}). (c) Correntes da carga (i_{l1} , i_{l2} e i_{l3}). (d) Tensões da carga (e_{l1} , e_{l2} e e_{l3}). . . . 212

4.17	Resultados experimentais da topologia TT12B2B usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão e corrente da fase 1 da rede (e_{g1} e i_{g1}). (b) Correntes dos conversor 1 (i_{1a} , i_{1b} e i_{1c}). (c) Corrente de circulação (i_{o1}). (d) Tensão do barramento CC 1 (v_{c1}). (e) Tensão do barramento CC 2 (v_{c2}). (f) Tensões de fase da carga (e_{l1} e e_{l2}).	213
4.18	Resultados experimentais da topologia TT12B2B usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão e corrente da fase 1 da rede (e_{g1} e i_{g1}). (b) Correntes dos conversor 1 (i_{1a} , i_{1b} e i_{1c}). (c) Corrente de circulação (i_{o1}). (d) Tensão do barramento CC 1 (v_{c1}). (e) Tensão do barramento CC 2 (v_{c2}). (f) Tensões de fase da carga (e_{l1} e e_{l2}).	214
4.19	Conversor CA-CC-CA trifásico-trifásico com doze braços e um barramento CC (TT12B1B).	216
4.20	Diagrama de blocos do controle do conversor TT12B1B.	220
4.21	THD da corrente i_{1a} em função de μ para diferentes valores de l_n	221
4.22	Espectro das harmônicas da corrente do capacitor i_c . (a) Topologia convencional. (b) Topologia TT12B1B usando uma portadora PWM. (c) Topologia TT12B1B usando duas portadoras PWM.	223
4.23	Resultados de simulação da topologia TT12B1B usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão e corrente da fase 1 da rede (e_{g1} e i_{g1}). (b) Correntes dos conversor 1 (i_{1a} , i_{1b} e i_{1c}). (c) Correntes dos conversor 3 (i_{3a} , i_{3b} e i_{3c}). (d) Corrente de circulação i_{o1}	224
4.24	Resultados de simulação da topologia TT12B1B usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Corrente de circulação i_{o2} . (b) Tensão do barramento CC (v_c). (c) Correntes da carga (i_{l1} , i_{l2} e i_{l3}). (d) Tensões da carga (e_{l1} , e_{l1} e e_{l3}).	225
4.25	Resultados de simulação da topologia TT12B1B usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão e corrente da fase 1 da rede (e_{g1} e i_{g1}). (b) Correntes dos conversor 1 (i_{1a} , i_{1b} e i_{1c}). (c) Correntes dos conversor 3 (i_{3a} , i_{3b} e i_{3c}). (d) Corrente de circulação i_{o1}	226
4.26	Resultados de simulação da topologia TT12B1B usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Corrente de circulação i_{o2} . (b) Tensão do barramento CC (v_c). (c) Correntes da carga (i_{l1} , i_{l2} e i_{l3}). (d) Tensões da carga (e_{l1} , e_{l1} e e_{l3}).	226
4.27	Resultados de simulação da topologia TT12B1B usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0$. (a) Tensão e corrente da fase 1 da rede (e_{g1} e i_{g1}). (b) Correntes dos conversor 1 (i_{1a} , i_{1b} e i_{1c}). (c) Correntes dos conversor 3 (i_{3a} , i_{3b} e i_{3c}). (d) Corrente de circulação i_{o1}	227
4.28	Resultados de simulação da topologia TT12B1B usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0$. (a) Corrente de circulação i_{o2} . (b) Tensão do barramento CC (v_c). (c) Correntes da carga (i_{l1} , i_{l2} e i_{l3}). (d) Tensões da carga (e_{l1} , e_{l1} e e_{l3}).	228

4.29	Resultados experimentais em regime permanente da topologia TT10B1B usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão e corrente da fase 1 das rede trifásica (e_{g1} e i_{g1}). (b) Tensão e corrente da fase 2 rede trifásica (e_{g2} e i_{g2}). (c) Correntes internas do conversor 1 (i_{1a} , i_{1b} e i_{1c}). (d) Correntes internas do conversor 3 (i_{3a} e i_{3b}). (e) Corrente de circulação (i_{o1}). (f) Tensão do barramento CC (v_c).	229
4.30	Resultados experimentais em regime permanente da topologia TT10B1B usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Correntes das fases 1 e 2 da carga (i_{s1} e i_{s2}). (b) Correntes das fases 4 e 5 da carga (i_{s4} e i_{s5}) (c) Tensões das fases 1 e 2 da carga (v_{s1} e v_{s2}). (d) Tensões das fases 4 e 5 da carga (v_{s4} e v_{s5}).	230
4.31	Resultados experimentais em regime permanente da topologia TT10B1B usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão e corrente da fase 1 das rede monofásica (e_{g1} e i_{g1}). (b) Tensão e corrente da fase 2 rede monofásica (e_{g2} e i_{g2}). (c) Correntes internas do conversor 1 (i_{1a} , i_{1b} e i_{1c}). (d) Correntes internas do conversor 3 (i_{3a} e i_{3b}). (e) Corrente de circulação (i_{o1}). (f) Tensão do barramento CC (v_c).	231
B.1	Topologia MM8B2B generalizada, com N conversores CA-CC-CA em paralelo e N barramentos CC.	254
B.2	Topologia MM8B1B generalizada, com N conversores CA-CC-CA em paralelo e um barramento CC.	257
B.3	Topologia MM6B2B generalizada, com N conversores CA-CC-CA em paralelo da topologia, N braços compartilhados e N barramentos CC.	260
B.4	Topologia MM5B1B generalizada, com N conversores CA-CC-CA em paralelo, um braço compartilhado e um barramento CC.	263
C.1	Topologia MT10B2B generalizada, com N conversores CA-CC-CA em paralelo e N barramentos CC.	265
C.2	Topologia MT10B1B generalizada, com N conversores CA-CC-CA em paralelo e um barramento CC.	270
D.1	Topologia TT12B2B generalizada, com N conversores CA-CC-CA em paralelo e N barramentos CC.	273
D.2	Topologia TT12B1B generalizada, com N conversores CA-CC-CA em paralelo e um barramento CC.	279
E.1	Conversor TT12B1B acionando uma máquina e indução hexafásica.	282

Capítulo 1

Introdução Geral

1.1 Localização do Tema

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 tensões quando bloqueados [1].

Entretanto, em algumas aplicações, como por exemplo: processos petroquímicos, aplicações industriais, aplicações com baixa ou alta tensão e acionamento de máquinas de alta potência, os dispositivos de potência disponíveis comercialmente não satisfazem os níveis de correntes e/ou tensões adequados, o que levou os pesquisadores a utilizarem associações de conversores em série e/ou paralelo. Se por um lado, a associação de conversores em série permite a operação com tensões mais elevadas, por outro lado, a associação de conversores em paralelo permite a redução das correntes nas chaves de potência sendo indicada para aplicações com elevados níveis de correntes.

As principais aplicações das associações de conversores em paralelo são: fontes de tensão *CC-CC* [2], [3] e [4], fonte de alimentação ininterrupta UPS (do inglês *Uninterruptible Power Supply*), [5], [6] e [7]; filtros ativos de potência [8], [9] e [10]; sistema de geração eólica [11], [12], [13] e [14]; acionamento de máquinas elétricas [15], [16] e [17]; retificadores [18], [19] e [20] e conversores *CA-CC-CA* [21] e [22].

O interesse inicial pelas configurações em paralelo foi superar as dificuldades em relação aos níveis de corrente suportados pelas chaves de potência. Contudo, as conexões de conversores em paralelo têm outras vantagens, tais como [15], [23], [24] e [25]:

- 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: (i) ao gerenciamento de potência entre os conversores e (ii) ao controle ativo tolerante à falta.
- Menor distorção harmônica das variáveis de entrada ou saída dos conversores, em virtude da utilização de múltiplas portadoras PWM (ondas triangulares de alta frequência utilizadas

para determinar os sinais de gatilho das chaves), com mesma frequência e amplitude, mas defasadas normalmente de $360^\circ/N$ (onde N é o número de conversores conectados em paralelo).

- 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 .
- Possibilidade de redução das perdas totais nos semicondutores, em comparação com as topologias convencionais.

A associação de conversores em paralelo pode ser classificada basicamente em dois principais tipos: 1) paralelismo de semicondutores, constituído de chaves de potência em paralelo [transistores bipolares de porta isolada IGBTs (do inglês Insulated Gate Bipolar Transistors), tiristores de desligamento pelo gatilho GTOs (do inglês Gate-Turn Off Thyristors), etc.] [26], [27], [28], [29] e [30], como mostrado na Figura 1.1(a); 2) paralelismo de módulos, constituído por módulos de conversores conectados em paralelo [31], [32], [33], [34] e [35], como mostrado na Figura 1.1(b). Em [36], os autores definem uma outra categoria que é o paralelismo de braços, no entanto, esse tipo de paralelismo é similar ao paralelismo de módulos, compartilhando um único barramento CC .

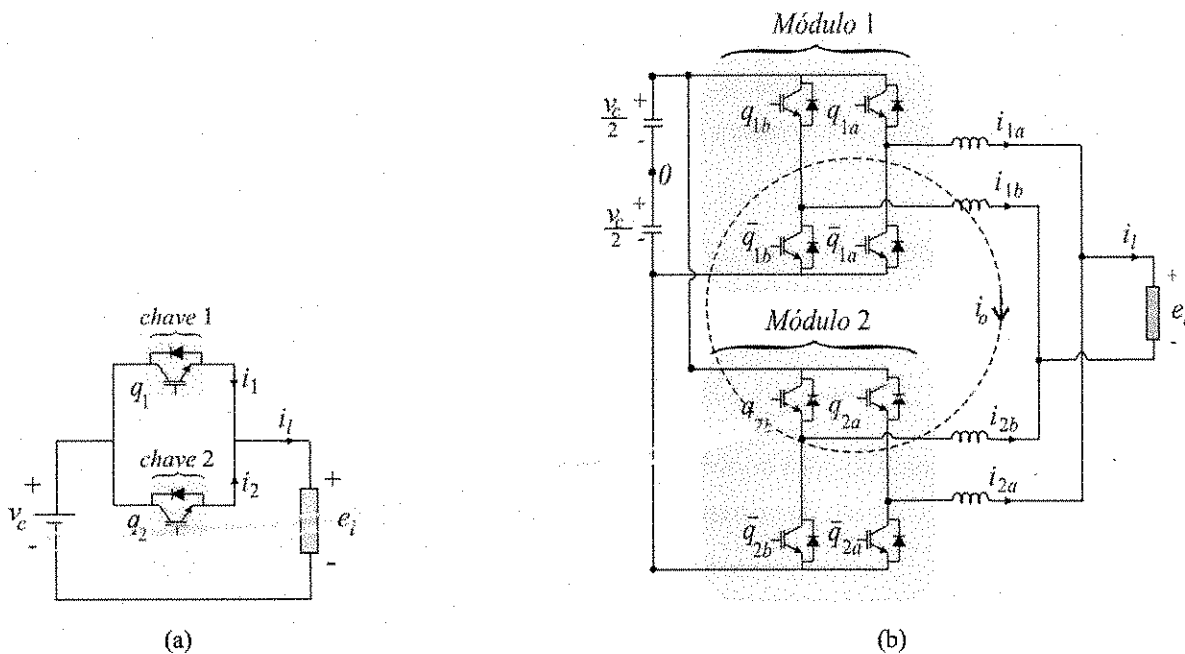


Figura 1.1: Associação de conversores em paralelo. (a) Paralelismo de semicondutores. (b) Paralelismo de módulos.

O paralelismo de semicondutores facilita o monitoramento dos dispositivos na prevenção à falhas, com a utilização de um circuito de comando (*driver*) para cada chave de potência, porém, devido, principalmente, às diferenças internas dos semicondutores, há um desequilíbrio das correntes entre as chaves semicondutoras, o que leva a um desbalanceamento na dissipação de potência [29]

e [36]. Esse desbalanceamento da corrente, especialmente durante um transitório de corrente, pode deteriorar de maneira mais rápida o dispositivo [27] e [30].

Apesar da divisão do fluxo de potência ser considerado uma tarefa simples do ponto de vista de controle, o paralelismo de conversores pode permitir o aparecimento de uma corrente de circulação entre os conversores conectados em paralelo, devido ao desequilíbrio das indutâncias de filtro e ao surgimento de malhas entre os conversores. Essa corrente de circulação pode provocar: (i) distorção nas formas de onda das correntes, (ii) desequilíbrio na divisão do fluxo de potência entre os conversores, (iii) aumento das perdas de potência, (iv) saturação dos componentes passivos e (v) degradação do desempenho dos conversores [5], [11], [37], [38] e [39]. Para 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 [Figura 1.2(a)], ou de transformadores no lado *CA* [Figura 1.2(b)]. Contudo, essas possibilidades deixam o sistema volumoso e aumentam os custos da instalação, devido às fontes de potência adicionais ou aos transformadores [9] e [40].
- Alta impedância de sequência zero, com o uso de reatores entre-fases [Figura 1.2(c)]. As vantagens dos reatores entre-fases são: (i) permitem equilibrar as correntes dos braços conectados em paralelo, e (ii) possuem um pequeno volume. Contudo, eles fornecem uma alta impedância somente para alta e média frequência e não conseguem evitar as correntes de circulação de baixa frequência. Outro ponto fraco é que os reatores entre-fases dificultam a inclusão de mais conversores em paralelo, além de gerar perdas e ruídos [17], [39], [41] e [42].
- Os indutores de modo comum [Figura 1.2(d)] 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 [10], [24], [39] e [43].
- Técnicas de controle para conversores conectados diretamente em paralelo [Figura 1.2(e)], modelagem e controle da corrente de circulação [19], [37], [38] e [44], modulação vetorial descontínua [11], [39] e [45], controle por um ciclo [18], controle sincronizado, onde os conversores conectados em paralelo são controlados como um único conversor [46], método de controle *drooping* [6], [47] e [48], etc.

A utilização de duas portadoras PWM já vem sendo bastante empregada na literatura para determinar os sinais de gatilho das chaves de dois conversores conectados em paralelo, de modo a reduzir as distorções harmônicas das correntes e das tensões fornecidas pelos conversores. Essa técnica é conhecida na literatura por *interleaved*, e ela consiste de dois sinais de onda triangulares de alta frequência com mesma amplitude e frequência, mas defasadas de 180° uma da outra [39], [49], [50] e [51].

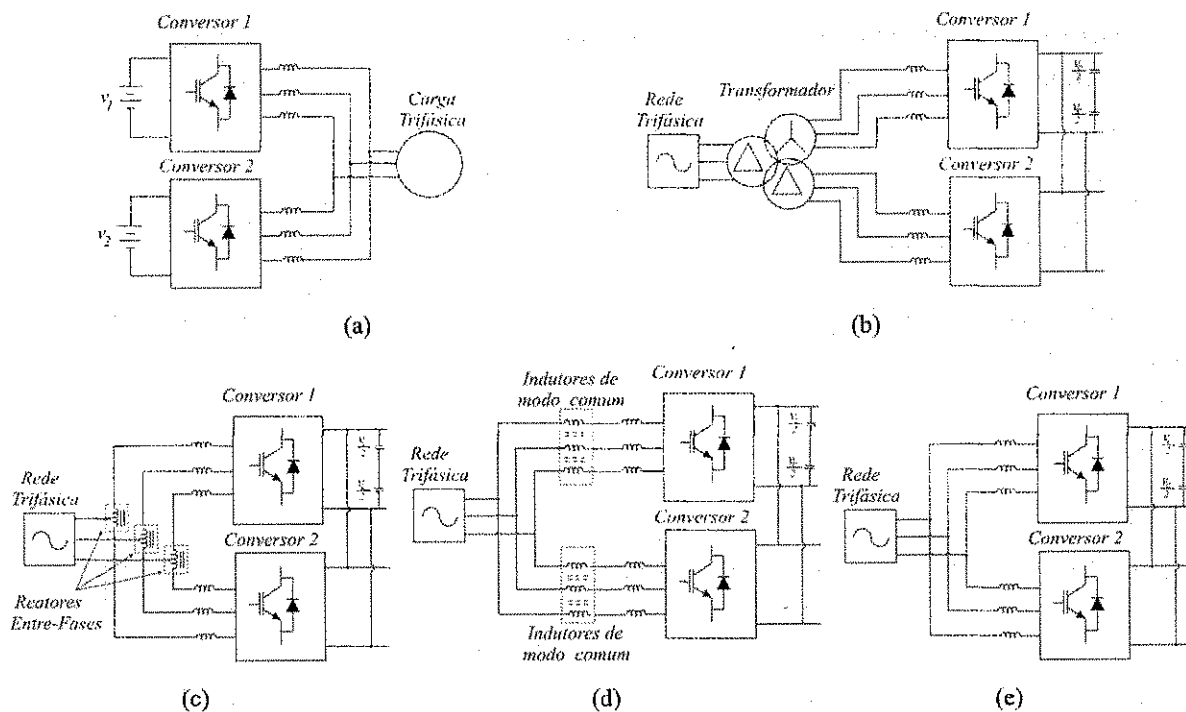


Figura 1.2: Configurações de conversores em paralelo. (a) Com fontes de tensão separadas. (b) Usando transformadores. (c) Usando reatores entre-fases. (d) Usando indutores de modo comum. (e) Conectados diretamente (sem isolamento).

Normalmente, os conversores *CA-CC-CA* utilizam no barramento *CC* capacitores eletrolíticos conectados em série e/ou paralelo, de maneira a obter o nível de tensão e a capacitância desejada, devido a sua alta capacitância para o seu tamanho e seu baixo custo [52], [53] e [54]. As principais funções do barramento *CC* nos conversores *CA-CC-CA* são [55], [56] e [57]:

- Compensar a diferença de potência requerida entre a entrada e a saída dos conversores.
- Fazer a desmagnetização das máquinas elétricas durante uma parada de emergência.
- Desacoplar o retificador do inversor, provendo uma baixa impedância para as oscilações de alta frequência das correntes, devido ao chaveamento.

Os capacitores eletrolíticos apresentam como limitações a variação paramétrica com a frequência e seu curto tempo de vida, quando comparados com outros componentes do circuito. Os dois principais fatores que influenciam no tempo de vida dos capacitores são: a tensão de operação e a temperatura de operação. Por exemplo, caso o capacitor opere com 90% da tensão nominal, a probabilidade de falha é reduzida em quase 60%, quando comparado com o capacitor operando com a tensão nominal. Por outro lado, se a temperatura de operação for reduzida, o tempo de vida do capacitor dobra a cada 10°C abaixo da temperatura nominal [56].

A temperatura de operação é o fator principal na degradação dos capacitores. Os dois principais parâmetros responsáveis pelo aumento da temperatura de operação são a corrente RMS do

capacitor e a temperatura ambiente. Assim, com a degradação do capacitor, tem-se o aumento da resistência em série equivalente ESR (do inglês *Equivalent Series Resistance*). Quando essa resistência exceder um limite recomendável, será considerado o fim da vida útil do capacitor e ele deverá ser substituído. Outro parâmetro importante para desempenho dos conversores, é a perda de potência no barramento *CC* que depende da resistência (ESR) e da corrente RMS no capacitor do barramento *CC*.

Outro critério importante para a avaliação do desempenho dos conversores estáticos é o conhecimento da potência dissipada nos semicondutores (IGBTs e Diodos). Com uma boa estimativa nas perdas de potência nos semicondutores é possível determinar a eficiência do sistema, a qual é usada na comparação de diferentes topologias, operando nas mesmas condições.

1.2 Contribuições do Trabalho

Apesar do grande número de novas topologias de conversores conectados em paralelo publicados na literatura técnica nos últimos anos (conversores *CC-CC*, UPS, filtros ativos, retificadores, inversores, etc.), percebe-se que pouco se explorou da associação em paralelo das topologias de conversores *CA-CC-CA*. Particularmente, os conversores *CA-CC-CA* monofásicos-monofásicos e monofásicos-trifásicos.

Nesse contexto, este trabalho apresenta e analisa nove topologias de conversores estáticos *CA-CC-CA* conectados em paralelo, sem uso de componentes passivos para isolamento ou minimização das correntes de circulação. As topologias estudadas se dividem em três categorias de conversores *CA-CC-CA*: (i) monofásicos-monofásicos, (ii) monofásicos-trifásicos e (iii) trifásicos-trifásicos.

Na categoria dos conversores monofásicos-monofásicos, são apresentadas quatro novas topologias:

- (i) MM8B2B - formada por dois conversores *CA-CC-CA* monofásicos conectados em paralelo, com dois bancos de capacitores separados;
- (ii) MM8B1B - essa topologia é formada por dois conversores *CA-CC-CA* monofásicos compartilhando um único banco de capacitores;
- (iii) MM6B2B - essa configuração é composta por dois conversores *CA-CC-CA* monofásicos conectados em paralelo, com dois braços compartilhados e dois bancos de capacitores. Nesse caso, cada conversor *CA-CC-CA* monofásico opera com dois conversores em ponte completa, utilizando três braços;
- (iv) MM5B1B - conversor com cinco braços e um barramento *CC*, essa topologia é composta por dois conversores *CA-CC-CA* monofásicos conectados em paralelo, um braço compartilhado e um banco de capacitores.

Já na categoria dos conversores monofásicos-trifásicos, são propostas três configurações:

- (i) MT7B1B - composta por dois conversores monofásicos em ponte completa conectados em paralelo, no lado da rede, e um conversor trifásico, no lado da carga, compartilhando o mesmo barramento CC ;
- (ii) MT10B2B - formada por dois conversores $CA-CC-CA$ monofásicos-trifásicos em ponte completa, com dois bancos de capacitores separados;
- (iii) MT10B1B - composta por dois conversores $CA-CC-CA$ monofásicos-trifásicos em ponte completa, compartilhando um único banco de capacitores.

No que diz respeito à categoria de conversores trifásicos-trifásicos, são apresentadas duas topologias:

- (i) TT12B2B - formada por dois conversores $CA-CC-CA$ trifásicos em ponte completa, com dois bancos de capacitores separados;
- (ii) TT12B1B - essa topologia é composta por dois conversores $CA-CC-CA$ trifásicos em ponte completa, compartilhando um único banco de capacitores.

Para cada topologia estudada, será realizada a modelagem dinâmica das correntes de circulação entre os conversores conectados em paralelo. Essa modelagem evidencia que a corrente de circulação é formada por duas componentes: uma de baixa frequência, devido ao desequilíbrio nas indutâncias de filtro, e outra componente de alta frequência que ocorre em virtude das diferenças existentes nas comutações das chaves. Dessa maneira, a partir do modelo da corrente de circulação, é proposta uma estratégia de controle capaz de evitar a corrente de circulação de baixa frequência. Além disso, a estratégia de controle PWM proposta é capaz de atenuar a alta frequência da corrente de circulação.

Neste trabalho, é avaliado o impacto da utilização de uma, duas ou quatro portadoras PWM no desempenho das configurações monofásicas-monofásicas. Da mesma maneira, para as topologias monofásicas-trifásicas e trifásicas-trifásicas serão analisados os impactos da utilização de uma ou duas portadoras PWM no seu desempenho. Vale adiantar que as configurações propostas e estudadas neste trabalho apresentam uma redução nas distorções harmônicas das correntes entregues à rede e das tensões fornecidas à carga. Contudo, também será mostrado que a utilização da técnica *interleaved* leva ao aumento das distorções harmônicas nas correntes internas, o que pode implicar no aumento das perdas de chaveamento dos conversores.

Além disso, para as topologias propostas e convencionais serão levantados os perfis dos espectros das harmônicas das correntes nos bancos de capacitores do barramento CC . A partir dos espectros, serão calculados os valores RMS das correntes dos capacitores. Dessa maneira, é possível estimar as perdas de potência de alta frequência dos capacitores dos barramento CC , em relação às perdas de potência de alta frequência das topologias convencionais. Por fim, será realizada a estimação das perdas de chaveamento e condução nos semicondutores, a partir da ferramenta proposta em [58] e [59] que é capaz de estimar as perdas nos semicondutores.

1.3 Publicações

No desenvolvimento deste trabalho foram publicados ou aceitos quatro artigos em conferência [60], [61], [62] e [63] e quatro artigos em revista [64], [65], [66] e [67].

1.4 Revisão Bibliográfica

Nesta seção, será apresentada uma revisão bibliográfica referente ao tema deste trabalho: associação de conversores estáticos conectados em paralelo, com o objetivo de mostrar como esse tema vem sendo explorado na literatura nos últimos anos.

As associações de conversores estáticos em paralelo vêm sendo usadas em diferentes aplicações (retificadores, inversores, filtros ativos de potência, etc.), devido as suas vantagens frente às topologias convencionais. Porém, com a associação de conversores em paralelo, a corrente de circulação passa a ser um parâmetro importante do sistema.

Uma das formas de evitar a corrente de circulação é o uso de transformadores. Em [40] é proposta uma generalização de retificadores trifásicos conectados em paralelo ou em série, usando transformadores para isolar a rede trifásica dos retificadores, o que torna a estrutura volumosa. Dois tipos de controles de corrente por histerese foram propostos para cada configuração. Na primeira estratégia, cada conversor da associação, em série ou em paralelo, é controlado de forma independente, contudo, essa estratégia exige um número elevado de sensores de corrente e de tensão (para a conexão em série). Na segunda estratégia de controle proposta, é realizado o controle em apenas um dos retificadores (conversor mestre), e os demais retificadores operam em malha aberta, o que reduz significativamente o número de sensores de corrente. Entretanto, o problema dessa segunda estratégia é que a corrente entregue à rede apresenta uma leve distorção na sua forma de onda.

Outra maneira de evitar a corrente de circulação é utilizar reatores entre-fases de forma a equilibrar as correntes entre cada fase dos conversores em paralelo [17] e [42]. Em [17] é proposta uma técnica de controle de corrente para dois inversores conectados em paralelo, utilizando dois barramentos *CC* separados. Essa técnica consiste na análise vetorial das possíveis sequências de chaveamento dos inversores, podendo escrever um total de 19 vetores de tensão. Além disso, para cada possibilidade de chaveamento é determinado o vetor da corrente de circulação. Dessa maneira, os autores definiram um chaveamento padrão de forma a reduzir: as harmônicas da corrente, diminuir a frequência de chaveamento e os vetores da corrente de circulação. Além disso, a técnica proposta permite que a corrente de circulação tenha um valor médio nulo todo tempo. Contudo, essa técnica de controle necessita de dois barramentos *CC* isolados, e assumindo que dois retificadores são usados para fornecer a potência *CC*, é necessária a utilização de um transformador.

Já em [42] é apresentado um inversor trifásico com paralelismo de braço, a partir de reatores entre-fases. Nesse trabalho, duas topologias são apresentadas: a primeira usando dois braços por

fase em paralelo (ou seja, dois inversores trifásicos em paralelo), e a segunda com quatro braços por fase em paralelo (isto é, quatro inversores em paralelo). Assim, a topologia proposta divide igualmente as correntes entre os braços em paralelo e reduz as componentes harmônicas da saída. Os sinais de gatilho das chaves são obtidos com a comparação das tensões de polo com duas portadoras PWM, defasadas de 180° , para os dois inversores em paralelo, e quatro portadoras PWM, defasadas de 90° , para os quatro inversores em paralelo. Além disso, é realizada uma análise das componentes harmônicas no domínio da frequência, na qual é visto de forma clara, que com o aumento do número de inversores em paralelo, tem-se uma redução das componentes harmônicas na tensão gerada pelos inversores. A grande desvantagem da topologia proposta é 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 (por exemplo, com quatro inversores em paralelo são necessários nove reatores entre-fases).

Quando não se utiliza elementos passivos (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 [6], [7], [15], [16], [18], [19], [23], [25], [37], [38], [39], [44], [45], [68], [69] e [70].

Uma nova configuração, composta por fontes de tensão ininterrupta (UPS), conectados em paralelo, para aumentar a capacidade de corrente é proposta em [7] e [68]. A estratégia de controle aplicada consiste na combinação do controle de tensão, do controle de corrente e de um centro de distribuição de potência. O conversor controlado por tensão, denominado conversor mestre, é projetado para manter a tensão de saída constante e senoidal. 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. O centro de distribuição de potência monitora a potência da carga e determina o número de conversores que devem ser conectados em paralelo, como também, determina a referência de corrente que é distribuída entre os conversores. Desse modo, a topologia proposta consiste de um conversor mestre e N conversores escravos, com fontes CC isoladas conectadas em paralelo.

Um método de controle adaptativo denominado método *drooping* para controle de fontes de tensão ininterrupta conectadas em paralelo é apresentado em [6], [47], [48] e [70]. No método de controle *drooping* as UPSs operam de forma similar a um gerador síncrono. Em outras palavras, 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. Em [6] é estudada a influência do cristal de frequência na divisão das correntes entre as UPSs. Já em [70] é realizado um estudo do efeito do atraso de corrente no método de controle *drooping*, produzido pelo uso de transformadores de corrente na medição. Esse trabalho mostrou que o transformador de corrente produz um grande atraso, que deve ser considerado no projeto da UPS, e para minimizar esse efeito, os autores sugerem não utilizar o controle da potência reativa.

Em [15], uma associação em paralelo de inversores trifásicos, com um barramento CC compartilhado, é utilizada para o acionamento de um motor hexafásico, formado por dois enrolamentos

trifásicos, com os neutros separados. Nessa estrutura, cada inversor tem seu regulador de corrente, mas, o sinal de comando é proveniente do inversor mestre. O inversor mestre é responsável pelo controle da máquina hexafásica que inclui: controle vetorial orientado pelo campo (FOC), com enfraquecimento de campo, e controle de referência adaptativo (MRAC). Como vantagem esse tipo de controle permite aumentar o número de inversores em paralelo sem alterar a estrutura de controle.

Um método de controle da corrente de circulação de modo comum é apresentado em [39], para retificadores conectados em paralelo, utilizando a modulação vetorial descontínua DSVM (do inglês *Discontinuous Space-Vector Modulation*) associada à técnica *interleaved*. Nesse trabalho, os autores fazem 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, pelos autores 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 *interleaved* juntamente.

Em [45], a estratégia de modulação vetorial descontínua DSVM é aplicada a dois retificadores trifásicos conectados em paralelo. Nesse trabalho, a DSVM é projetada para operar sem o vetor zero, na tentativa de eliminar a baixa frequência da corrente de circulação. As desvantagens dessa estratégia de controle são o aumento nas oscilações de alta frequência das correntes internas e o aumento das perdas por chaveamento.

Um modelo em regime permanente de dois retificadores trifásicos conectados em paralelo sem transformador é proposto em [19] e [44]. A partir desse modelo 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 SVM (*Space-Vector Modulation*). 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 baixa frequência da corrente de circulação utilizando apenas um sensor de corrente adicional para determinar a corrente de sequência zero.

Outro tipo de 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*) [18]. Nesse trabalho, o controle OCC é usado de duas formas: i) operando no modo vetorial e ii) 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. Das estratégias de controle propostas, o controle por um ciclo, no modo de operação vetorial, é aconselhado devido à redução nas perdas de chaveamento. Entretanto, esse modo pode aumentar as oscilações de alta frequência na cor-

rente de circulação. Assim, quando essas oscilações estiverem acima de um certo limite desejado, o controle OCC deve ser mudado para a operação bipolar. Entretanto, o ideal é que o sistema opere a maior parte do tempo no modo vetorial.

Em [38] é apresentada uma definição completa da corrente de circulação, para N conversores conectados em paralelo. Nesse trabalho, inicialmente é explorado o mecanismo de geração da corrente de circulação e, a partir da definição apresentada, é proposto um modelo em regime permanente da corrente de circulação. Mostra-se que a corrente é composta por duas componentes: uma de sequência zero e a outra de sequência não zero. Nesse cenário, um controle de sequência positiva, negativa e zero para a corrente de circulação é proposto. Já em [37] é proposto um controle da corrente de circulação similar ao apresentado em [38]. Nesse caso, o diferencial é que é desenvolvido um controle considerando o sistema desequilibrado. Além disso, são apresentados dois novos parâmetros: o primeiro se refere à diferença das amplitudes das correntes de circulação, e o segundo parâmetro é a taxa de desequilíbrio da corrente de circulação, utilizada para medir o nível de desequilíbrio da corrente de circulação entre os conversores.

Uma análise geral da operação da técnica de *interleaved* (aplicação de múltiplas portadoras PWM) para conversores fontes de tensão é apresentado em [51]. Nesse trabalho são analisadas as técnicas *interleaved*, denominadas pelos autores de *interleaved* simétrica, na qual o ângulo de defasagem entre as portadoras PWM é $360^\circ/N$ (onde N é o número de conversores), e *interleaved* assimétrica, que é uma técnica mais geral, subdividida em: (a) regular, com o ângulo de defasagem igual entre as portadoras, mas, diferente da relação $360^\circ/N$ e (b) irregular, onde 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 a *interleaved* simétrica, a introdução de um terceiro harmônico não afeta o cancelamento das harmônicas. Já para a *interleaved* assimétrica, 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 *interleaved* assimétrica, é possível reduzir o tamanho dos filtros de interferência eletro-magnética (EMI).

Diferentes estratégias de controle para múltiplos inversores monofásicos conectados em paralelo são propostas em [23] e [25]. Em [25] é proposto um controle quase-deslizante operando com uma frequência de chaveamento fixa. Já em [23] é proposto um compensador baseado nas características loci (*Nyquist loci*), de forma a garantir uma boa regulação de tensão e igual distribuição de corrente entre os inversores monofásicos. Além disso, essa estratégia de controle é comparada com o controle ACSS (*Averaged Current-Sharing Strategy*). O controle ACSS consiste de duas malhas, uma malha interna com controle de corrente e outra externa para regular a tensão. O controle ACSS foi implementado utilizando os controladores robustos H_∞ e LQG/LTR. Por fim, os autores mostraram que o controle proposto apresenta um desempenho melhor que o controle ACSS.

Em [69] é realizado um estudo detalhado da corrente de circulação, considerando dois inver-

sores monofásicos em paralelo. Em seguida, os autores analisaram a corrente de circulação para dois inversores trifásicos conectados em paralelo, mostrando em detalhe que a corrente de circulação entre os conversores depende das tensões instantâneas geradas pelos conversores. Desta forma, para evitar a corrente de circulação as seguintes precauções devem ser tomadas: (a) o sistema deve ser equilibrado, (b) as chaves de potência dos conversores em paralelo devem ter o mesmo tempo morto e (c) deve-se utilizar uma única portadora PWM para determinar os sinais de gatilho das chaves de potência. Esse conceito é denominado de modulação uniforme, que ocorre quando todos os parâmetros utilizados na modulação PWM são iguais. A grande desvantagem de se aplicar uma única portadora PWM é que algumas vantagens das topologias em paralelo em relação às topologias convencionais são perdidas, particularmente a redução da distorção harmônica das tensões geradas pelos conversores.

Normalmente, os conversores *boost* com pré-regulador de fator de potência (*single-switch boost converter*) são utilizados em aplicações de baixa e média potência. Entretanto, em [71], esse retificador é associado em paralelo de forma a possibilitar sua aplicação em potências mais elevadas. Com a utilização das técnicas de defasagem dos sinais de disparo dos IGBTs (*interleaved*), tem-se obtido a redução nos esforços dos componentes do circuito e a melhoria significativa na forma de onda da corrente da rede, quando comparada com um único conversor. Em [72] é proposta uma nova topologia com dois inversores em meia ponte *dual-buck*, conectados em paralelo ou em série, de forma a fornecer uma menor tensão na saída, com a conexão em paralelo, e o dobro da tensão, com a conexão dos conversores em série.

Os filtros ativos de potência são normalmente utilizados para compensação de harmônicos nas grandes indústrias. Em [10], [24] e [43] é proposto um filtro ativo de potência composto por dois inversores conectados em paralelo sem uso de transformadores e com um barramento *CC*, conforme mostrado na Figura 1.3. Esses trabalhos, utilizam a técnica de *interleaved* para a compensação dos harmônicos de corrente de saída, e a fim de minimizar a alta frequência da corrente de circulação, os autores propõem a utilização de indutores de modo comum na saída de cada inversor, o que permite a redução dos indutores de filtro. Dessa maneira, é possível reduzir o tamanho dos indutores de filtro em quase 70% e ainda manter a mesma distorção harmônica da corrente da rede em comparação com o filtro ativo convencional, usando apenas um conversor. Além disso, é apresentado o projeto da indutância de filtro e da indutância de modo comum. Em [24] e [10], é apresentado em detalhe o projeto do valor da capacitância do barramento *CC*, para os filtros ativos de potência, como também, é mostrada a redução dos esforços no banco de capacitores, com a redução da THD de alta frequência da corrente do capacitor, devido a utilização da técnica de *interleaved*.

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 [21] 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

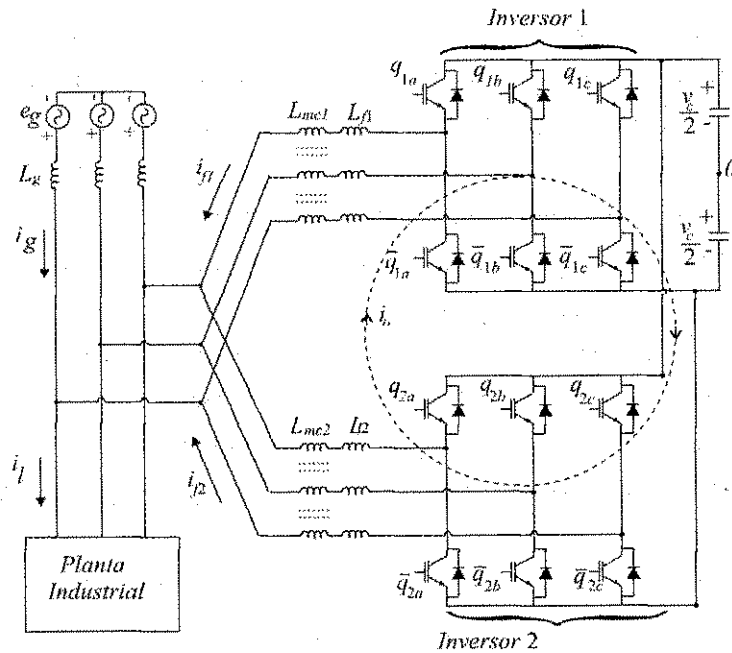


Figura 1.3: Dois filtros ativos conectados em paralelo.

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 [12], [13] e [14]. Em [14], 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, os autores utilizam a técnica *interleaved*. 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).

Como discutido anteriormente, existem dois tipos de paralelismos: o de módulos e o de semicondutores. No paralelismo de módulos, a corrente de circulação é a grande preocupação a ser evitada. Por outro lado, no paralelismo de semicondutores, a preocupação do projetista é voltada para as estratégias de controle capazes de equilibrar as correntes entre os semicondutores. Nesse sentido, vários trabalhos vêm explorando o paralelismo de semicondutores [26], [27], [28] e [29]. Em [26] e [27] é proposto um sistema de controle que monitora o desbalanceamento das correntes entre as chaves conectadas em paralelo e altera o sinal dos gatilhos das chaves de forma a equilibrar as correntes dos IGBTs conectadas em paralelo. Esse sistema de controle é composto por dois módulos, o primeiro módulo é responsável por equilibrar as correntes durante o transitório, isso é, quando o IGBT é ligado ou desligado, esse controle é obtido adicionando um sinal de atraso

no comando de ligar e desligar as chaves. O segundo módulo atua na tentativa de equilibrar as correntes em regime permanente (período em que a chave está ligada). O equilíbrio das correntes é obtido pelo controle das tensões de gatilho das chaves. Por outro lado, em [26] é adicionado a cada circuito de comando, um sistema de monitoramento que permite a detecção de falhas nas chaves.

Em [36], a modulação vetorial (SVM) é aplicada inicialmente no controle de um conversor monofásico com N braços conectados em paralelo. Em seguida, essa técnica é estendida para um conversor trifásico. Nesse trabalho, é desenvolvida uma estratégia de controle vetorial unificada, de maneira a obter um padrão de chaveamento de um conversor multinível, capaz de minimizar a THD da tensão de saída e dividir de forma igualitária as correntes entre os braços conectados em paralelo. Além disso, essa estratégia vetorial possui um certo grau de liberdade, o que permite reduzir o número de comutações das chaves ou as distorções harmônicas das correntes internas. No trabalho em questão, os autores priorizaram a redução dos números de comutação. Como consequência, teve-se um aumento nas distorções harmônicas das correntes internas, mas a corrente resultante teve uma redução significativa das componentes de alta frequência, em virtude do cancelamento das componentes de alta frequência das correntes internas do conversor.

1.5 Organização do Trabalho

Neste trabalho, serão estudadas nove topologias de conversores $CA-CC-CA$ conectadas em paralelo, que serão apresentadas em três capítulos:

Capítulo 2: Refere-se ao estudo de quatro topologias de conversores $CA-CC-CA$ monofásicos-monofásicos conectados em paralelo. As duas primeiras topologias são compostas por conversores $CA-CC-CA$ (16 chaves de potência). A primeira usa dois barramentos CC separados, enquanto que, na segunda topologia, os conversores compartilham o mesmo barramento. A terceira e quarta topologia são compostas por dois conversores $CA-CC-CA$ com compartilhamento de braços. A terceira topologia, utiliza dois barramento CC e dois braços compartilhados (no total utiliza-se 12 chaves de potência). Enquanto que, na quarta topologia, os conversores compartilham o mesmo barramento CC e têm apenas um braço compartilhado (no total utiliza-se 10 chaves de potência).

Capítulo 3: Trata-se do estudo de três topologias de conversores $CA-CC-CA$ monofásicos-trifásicos conectados em paralelo. A primeira topologia consiste de dois conversores monofásicos conectados em paralelo, um conversor trifásico e um barramento CC (no total utiliza-se 14 chaves de potência). A segunda topologia é composta por dois conversores $CA-CC-CA$ monofásicos-trifásicos (20 chaves de potência) e dois barramentos CC . A terceira topologia é similar a segunda exceto por possuir um único barramento CC .

Capítulo 4: Neste capítulo, são estudadas duas topologias de conversores $CA-CC-CA$ trifásicos-trifásicos (24 chaves de potência) conectados em paralelo. As duas topologias são compostas por dois conversores $CA-CC-CA$ trifásicos. Na primeira topologia o barramento CC é separado entre os conversores $CA-CC-CA$, e na outra topologia o barramento CC é compartilhado entre os conversores.

O estudo de cada topologia será realizado da seguinte forma:

- Modelagem das configurações;
- Generalização das topologias;
- Modelagem dinâmica das correntes de circulação;
- Desenvolvimento das estratégias PWM com utilização de uma, duas ou quatro portadoras PWM para as configurações monofásicas-monofásicas, e uma ou duas portadoras PWM para as configurações monofásicas-trifásicas e trifásica-trifásicas, na determinação dos sinais de gatilho das chaves;
- Estratégia de controle para a regulação da corrente da rede elétrica, tensão da carga, corrente de circulação e da tensão do barramento *CC*;
- Análise das distorções harmônicas das correntes e das tensões geradas pelos conversores para diferentes condições de operação;
- Análise das harmônicas de alta frequência da corrente dos capacitores do barramento *CC* e a estimação das perdas de alta frequência do barramento *CC*;
- Estimação das perdas por chaveamento e condução nas chaves de potência (IGBTs e Diodos);
- Apresentação dos resultados de simulação e experimentais para validação das topologias propostas.

Capítulo 2

Conversores *CA-CC-CA* Monofásicos-Monofásicos

2.1 Introdução

Em algumas aplicações a fonte de alimentação e a carga são do tipo monofásico. Nesse cenário, é comum a utilização de conversores monofásicos-monofásicos em ponte completa, compostos por quatro braços (oito chaves de potência) e um barramento *CC* como mostrado na Figura 2.1(a), denominado aqui de topologia convencional.

Neste capítulo, são apresentadas quatro topologias de conversores *CA-CC-CA* monofásicos-monofásicos, conectados em paralelo, sem uso de transformadores, como pode ser observado na Figura 2.1. As topologias propostas são: conversor monofásico-monofásico com oito braços e dois barramentos *CC*, chamada de topologia MM8B2B [Figura 2.1(b)], conversor monofásico-monofásico com oito braços e um barramento *CC*, denominada MM8B1B [Figura 2.1(c)], conversor monofásico-monofásico com seis braços e dois barramentos *CC*, denominada MM6B2B [Figura 2.1(d)] e conversor monofásico-monofásico com cinco braços e um barramento *CC*, denominada MM5B1B [Figura 2.1(e)].

Para as topologias MM8B2B e MM8B1B será desenvolvido o modelo dinâmico da corrente de circulação, no qual fica claro que essa corrente possui duas componentes, uma componente de baixa frequência, produzida pelo desequilíbrio das indutâncias de filtro, e uma componente de alta frequência, devido às diferenças de chaveamento entre os conversores. Dessa maneira, é proposta uma estratégia de controle de forma a eliminar a baixa frequência da corrente de circulação. Além disso, a estratégia de controle PWM aplicada reduz as componentes de alta frequência da corrente de circulação.

Os sistemas de controle das configurações propostas garantem uma corrente de entrada senoidal e em fase com a tensão da rede, a regulação da tensão do barramento *CC*, o controle da tensão da carga, controle da corrente de circulação e a divisão do fluxo de potência entre os conversores. Além disso, as topologias propostas permitem o fluxo bidirecional de potência entre a rede elétrica

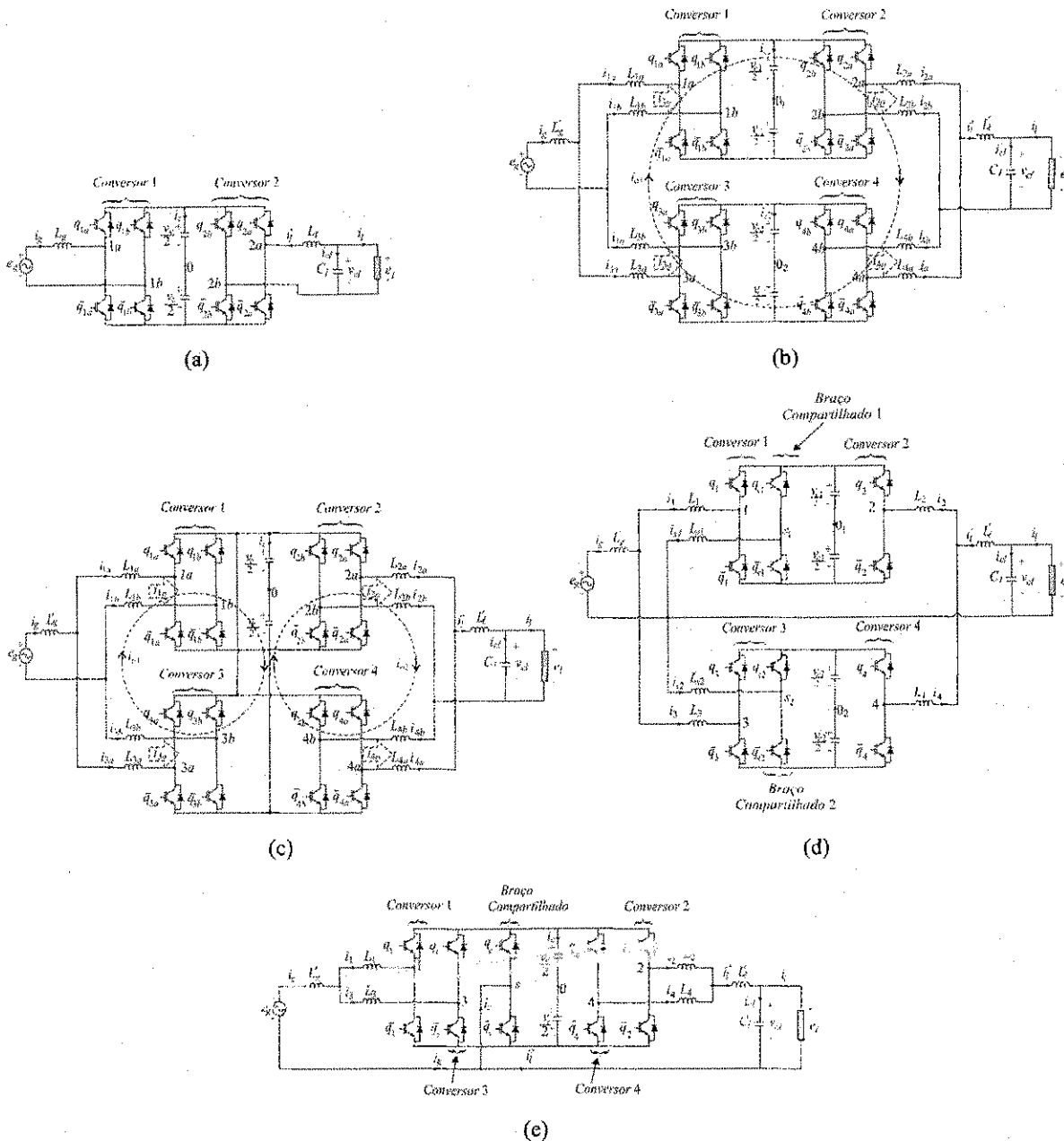


Figura 2.1: Topologias de conversores CA-CC-CA monofásicos-monofásicos. (a) Convencional. (b) Com oito braços e dois barramentos CC (MM8B2B). (c) Com oito braços e um barramento CC (MM8B1B). (d) Com seis braços e dois barramentos CC (MM6B2B). (e) Com cinco braços e um barramento CC (MM5B1B).

e a carga monofásica. As estratégias PWM apresentadas, utilizam uma portadora PWM, duas portadoras PWM de mesma frequência e amplitude, defasadas de 180° , ou quatro portadoras PWM defasadas de 90° para determinar os sinais de gatilho das chaves de potência. Dessa maneira, as configurações propostas permitem reduzir, em comparação com a topologia convencional: as distorções harmônicas da corrente da rede e da tensão fornecida à carga, a corrente RMS de alta frequência do capacitor e as perdas totais.

As topologias propostas podem ser utilizadas em todos os cenários de baixa e média potência, nos quais os conversores *CA-CC-CA* monofásicos convencionais são aplicados. Nesse vasto cenário, pode-se destacar a aplicação dos conversores *CA-CC-CA*, em fontes de tensão ininterruptas, que são utilizadas para alimentar cargas críticas: sistema de telecomunicações, equipamentos hospitalares e centros de processamento de dados. Nesse contexto, o aumento da confiabilidade e da qualidade da tensão fornecida à carga passa a ser um fator predominante na escolha do dispositivo a ser utilizado, o que faz das configurações MM6B2B e MM5B1B bastante promissoras.

2.2 Conversor Monofásico-Monofásico com Oito Braços e Dois Barramentos CC

O conversor monofásico-monofásico com oito braços e dois barramentos CC (MM8B2B), mostrado na Figura 2.2, é formado por quatro conversores monofásicos em ponte completa (conversores 1, 2, 3 e 4), uma carga monofásica, dez filtros indutivos $L'_g, L_{1a}, L_{1b}, L_{3a}$ e L_{3b} , no lado da rede, e $L_{2a}, L_{2b}, L_{4a}, L_{4b}$ e L'_l , no lado da carga, e dois barramentos CC. O conversor 1 é formado pelas chaves $q_{1a}, \bar{q}_{1a}, q_{1b}$ e \bar{q}_{1b} , o conversor 2 é formado pelas chaves $q_{2a}, \bar{q}_{2a}, q_{2b}$ e \bar{q}_{2b} , o conversor 3 é formado pelas chaves $q_{3a}, \bar{q}_{3a}, q_{3b}$ e \bar{q}_{3b} , e o conversor 4 pelas chaves $q_{4a}, \bar{q}_{4a}, q_{4b}$ e \bar{q}_{4b} , sendo que os pares das chaves q e \bar{q} funcionam de maneira complementar.

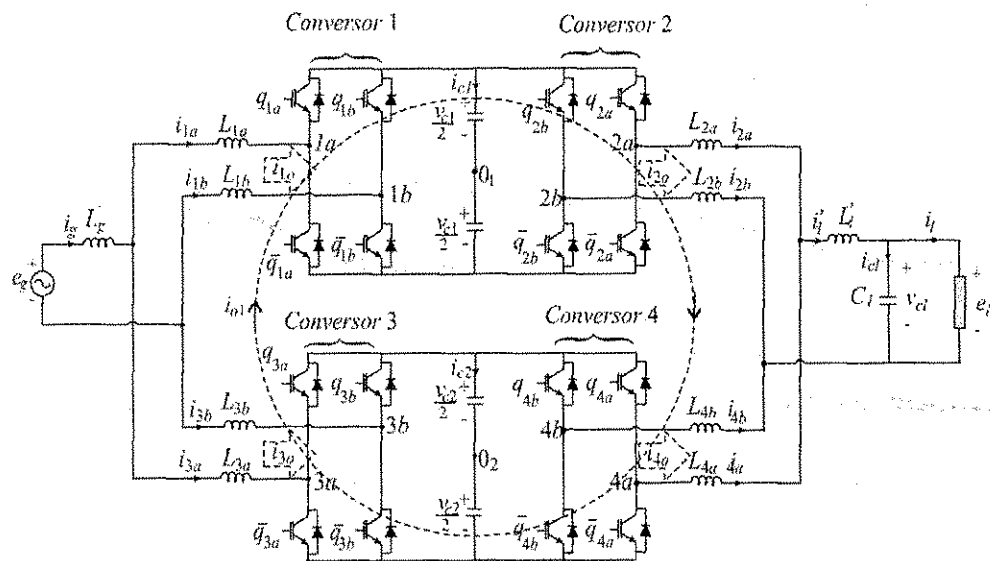


Figura 2.2: Conversor monofásico-monofásico com oito braços e dois barramentos CC (topologia MM8B2B).

2.2.1 Modelo do Sistema

O modelo da topologia MM8B2B, mostrado na Figura 2.2, considerando $L'_g = L'_l = 0$ é apresentado a seguir. Considerando os conversores monofásicos no lado da rede elétrica, conversores

1 e 3, encontram-se as seguintes equações:

$$e_g = z_{1a}i_{1a} - z_{1b}i_{1b} + v_1 \quad (2.1)$$

$$e_g = z_{3a}i_{3a} - z_{3b}i_{3b} + v_3 \quad (2.2)$$

$$i_g = i_{1a} + i_{3a} \quad (2.3)$$

onde $z_{1a} = r_{1a} + l_{1a}p$, $z_{1b} = r_{1b} + l_{1b}p$, $z_{3a} = r_{3a} + l_{3a}p$ e $z_{3b} = r_{3b} + l_{3b}p$ são as impedâncias dos indutores L_{1a} , L_{1b} , L_{3a} e L_{3b} , respectivamente, os símbolos r e l são usados, respectivamente, para as resistências e as indutâncias, $p = d/dt$, $v_1 = v_{1a0_1} - v_{1b0_1}$, as tensões v_{1a0_1} e v_{1b0_1} são as tensões de polo do conversor 1, $v_3 = v_{3a0_2} - v_{3b0_2}$, as tensões v_{3a0_2} e v_{3b0_2} são as tensões de polo do conversor 3, i_g é a corrente da rede monofásica, i_{1a} e i_{1b} são as correntes internas do conversor 1, e i_{3a} e i_{3b} são as correntes internas do conversor 3.

Para os conversores 2 e 4, no lado da carga, encontram-se

$$e_l = -z_{2a}i_{2a} + z_{2b}i_{2b} + v_2 \quad (2.4)$$

$$e_l = -z_{4a}i_{4a} + z_{4b}i_{4b} + v_4 \quad (2.5)$$

$$i_l' = i_{2a} + i_{4a} \quad (2.6)$$

$$i_l = i_l' - i_{cl} \quad (2.7)$$

$$i_{cl} = C_l \frac{dv_{cl}}{dt} \quad (2.8)$$

onde $z_{2a} = r_{2a} + l_{2a}p$, $z_{2b} = r_{2b} + l_{2b}p$, $z_{4a} = r_{4a} + l_{4a}p$ e $z_{4b} = r_{4b} + l_{4b}p$ são as impedâncias dos indutores L_{2a} , L_{2b} , L_{4a} e L_{4b} , respectivamente, e_l é tensão da carga, $v_2 = v_{2a0_1} - v_{2b0_1}$, as tensões v_{2a0_1} , v_{2b0_1} são as tensões de polo do conversor 2, $v_4 = v_{4a0_2} - v_{4b0_2}$, as tensões, v_{4a0_2} e v_{4b0_2} são as tensões de polo do conversor 4, i_l é a corrente da carga, i_{cl} é a corrente do filtro capacitivo, C_l é a capacitância do filtro capacitivo, i_{2a} e i_{2b} são as correntes internas do conversor 2, e i_{4a} e i_{4b} são as correntes internas do conversor 4.

Com a conexão de dois conversores em paralelo sem o uso de transformadores, na topologia MM8B2B, tem-se a formação de uma malha de circulação entre os conversores CA-CC-CA. Assim, as seguintes equações podem ser escritas:

$$z_{1a}i_{1a} - z_{3a}i_{3a} + z_{2a}i_{2a} - z_{4a}i_{4a} + v_{1a0_1} - v_{3a0_2} - v_{2a0_1} + v_{4a0_2} = 0 \quad (2.9)$$

$$z_{1a}i_{1a} - z_{3a}i_{3a} + z_{2b}i_{2b} - z_{4b}i_{4b} + v_{1a0_1} - v_{3a0_2} - v_{2b0_1} + v_{4b0_2} = 0 \quad (2.10)$$

$$z_{1b}i_{1b} - z_{3b}i_{3b} + z_{2a}i_{2a} - z_{4a}i_{4a} + v_{1b0_1} - v_{3b0_2} - v_{2a0_1} + v_{4a0_2} = 0 \quad (2.11)$$

$$z_{1b}i_{1b} - z_{3b}i_{3b} + z_{2b}i_{2b} - z_{4b}i_{4b} + v_{1b0_1} - v_{3b0_2} - v_{2b0_1} + v_{4b0_2} = 0. \quad (2.12)$$

Somando as equações (2.9)-(2.12), encontra-se a expressão da tensão de circulação definida por:

$$v_{o1} = z_{1a}i_{1a} + z_{1b}i_{1b} - z_{3a}i_{3a} - z_{3b}i_{3b} + z_{2a}i_{2a} + z_{2b}i_{2b} - z_{4a}i_{4a} - z_{4b}i_{4b} \quad (2.13)$$

com

$$v_{o1} = -v_{1a0_1} - v_{1b0_1} + v_{3a0_2} + v_{3b0_2} + v_{2a0_1} + v_{2b0_1} - v_{4a0_2} - v_{4b0_2}. \quad (2.14)$$

A partir das correntes de entrada e saída dos conversores (i_{1a} a i_{4b}), as correntes de circulação em cada conversor, são definidas por:

$$i_{1o} = i_{1a} + i_{1b} \quad (2.15)$$

$$i_{3o} = i_{3a} + i_{3b} \quad (2.16)$$

$$i_{2o} = i_{2a} + i_{2b} \quad (2.17)$$

$$i_{4o} = i_{4a} + i_{4b}. \quad (2.18)$$

Como a topologia proposta possui dois conversores *CA-CC-CA* conectados em paralelo, com os barramentos *CC* separados, é possível escrever as equações das correntes de circulação de cada conversor, em função de uma única corrente de circulação (i_{o1}), entre os conversores, ou seja,

$$i_{o1} = i_{1o} = -i_{3o} = i_{2o} = -i_{4o}. \quad (2.19)$$

Desta maneira, substituindo as equações (2.15)-(2.19) nas equações (2.1), (2.2), (2.4), (2.5) e (2.13), o modelo do sistema se torna:

$$e_g = (z_{1a} + z_{1b})i_{1a} - z_{1b}i_{o1} + v_1 \quad (2.20)$$

$$e_g = (z_{3a} + z_{3b})i_{3a} + z_{3b}i_{o1} + v_3 \quad (2.21)$$

$$e_l = -(z_{2a} + z_{2b})i_{2a} + z_{2b}i_{o1} + v_2 \quad (2.22)$$

$$e_l = -(z_{4a} + z_{4b})i_{4a} - z_{4b}i_{o1} + v_4 \quad (2.23)$$

$$v_{o1} = (z_{1a} - z_{1b})i_{1a} - (z_{3a} - z_{3b})i_{3a} - (z_{2a} - z_{2b})i_{2a} + (z_{4a} - z_{4b})i_{4a} + (z_{1b} + z_{3b} + z_{2b} + z_{4b})i_{o1}. \quad (2.24)$$

A partir da equação (2.24), percebe-se que a corrente de circulação possui duas componentes que podem influenciar no desempenho do sistema. A primeira componente é de alta frequência, produzida pela diferença nos instantes de chaveamento, pelas diferenças no tempo morto das chaves e pelo uso de diferentes portadoras PWM, sendo representada pelo termo do lado esquerdo dessa equação, v_{o1} . A segunda componente é causada por um pequeno desequilíbrio nos indutores de filtro, que vai produzir uma corrente de circulação de baixa frequência, sendo representada pelos quatro primeiros termos do lado direito da equação (2.24), $(z_{1a} - z_{1b})i_{1a}$, $(z_{3a} - z_{3b})i_{3a}$, $(z_{2a} - z_{2b})i_{2a}$ e $(z_{4a} - z_{4b})i_{4a}$. Contudo, a baixa frequência da corrente de circulação pode ser removida pelo controlador, mas, por outro lado, a alta frequência não pode ser removida [24], [37], [38].

As expressões (2.20)-(2.24) representam o modelo dinâmico do conversor *CA-CC-CA* proposto, nas quais, utiliza-se a tensão v_1 para regular a corrente i_{1a} do conversor 1, e a tensão v_3 para regular a corrente i_{3a} do conversor 3, enquanto que, as componentes da corrente de circulação são perturbações para o sistema de controle. Já as tensões v_2 e v_4 , dos conversores 2 e 4, são utilizadas

para controlar a tensão fornecida à carga monofásica, e a tensão de circulação v_{o1} é aplicada para regular a corrente de circulação entre os conversores.

Considerando o sistema equilibrado, ou seja, $z_{1a} = z_{1b} = z_{3a} = z_{3b} = z_1$ e $z_{2a} = z_{2b} = z_{4a} = z_{4b} = z_2$, o modelo do sistema torna-se:

$$e_g = 2z_1 i_{1a} - z_1 i_{o1} + v_1 \quad (2.25)$$

$$e_g = 2z_1 i_{3a} + z_1 i_{o1} + v_3 \quad (2.26)$$

$$e_l = -2z_2 i_{2a} + z_2 i_{o1} + v_2 \quad (2.27)$$

$$e_l = -2z_2 i_{4a} - z_2 i_{o1} + v_4 \quad (2.28)$$

$$v_{o1} = 2(z_1 + z_2) i_{o1}. \quad (2.29)$$

Somando as equações (2.25) e (2.26), e substituindo na equação (2.3), o modelo do sistema em função da corrente da rede monofásica é dado por:

$$v_g = \frac{v_1 + v_3}{2} = e_g - z_1 i_g. \quad (2.30)$$

A partir dessa equação, percebe-se que a corrente da rede i_g não depende da componente da tensão de circulação, além disso, nota-se que a distorção harmônica de i_g depende tensão da média fornecida pelos conversores 1 e 3, $(v_1 + v_3)/2$.

A tensão da carga pode ser escrita de forma similar ao caso anterior. Nesse caso, é necessário somar as equações (2.27) e (2.28), e substituindo a equação (2.6), encontra-se:

$$v_l = \frac{v_2 + v_4}{2} = e_l + z_2 i_l'. \quad (2.31)$$

Dessa equação, nota-se que a distorção harmônica da tensão na carga depende da tensão média fornecida pelos conversores 2 e 4, $(v_2 + v_4)/2$. Da mesma maneira, pode-se escrever o modelo da topologia MM8B2B em função das correntes internas i_{1a} a i_{4b} . Assim, fazendo $z_1 = z_2$, e substituindo a equação (2.29) nas equações (2.25)-(2.28), encontram-se as seguintes relações para as correntes i_{1a} , i_{2a} , i_{3a} e i_{4a} :

$$v_{1a} = v_1 - \frac{v_{o1}}{4} = e_g - 2z_1 i_{1a} \quad (2.32)$$

$$v_{2a} = v_2 + \frac{v_{o1}}{4} = e_l + 2z_2 i_{2a} \quad (2.33)$$

$$v_{3a} = v_3 + \frac{v_{o1}}{4} = e_g - 2z_1 i_{3a} \quad (2.34)$$

$$v_{4a} = v_4 - \frac{v_{o1}}{4} = e_l + 2z_2 i_{4a}. \quad (2.35)$$

Para as correntes internas i_{1b} , i_{3b} , i_{2b} e i_{4b} , a partir das equações (2.15)-(2.18) e (2.25)-(2.28), encontram-se:

$$v_{1b} = v_1 + \frac{v_{o1}}{4} = e_g + 2z_1 i_{1b} \quad (2.36)$$

$$v_{2b} = v_2 - \frac{v_{o1}}{4} = e_l - 2z_2 i_{2b} \quad (2.37)$$

$$v_{3b} = v_3 - \frac{v_{o1}}{4} = e_g + 2z_1 i_{3b} \quad (2.38)$$

$$v_{4b} = v_4 + \frac{v_{o1}}{4} = e_l - 2z_2 i_{4b}. \quad (2.39)$$

A partir dessas equações (2.32)-(2.39), percebe-se que a distorção harmônica das correntes internas depende da tensão gerada pelos conversores (v_1, v_2, v_3 e v_4), como também, da componente da tensão de circulação (v_{o1}).

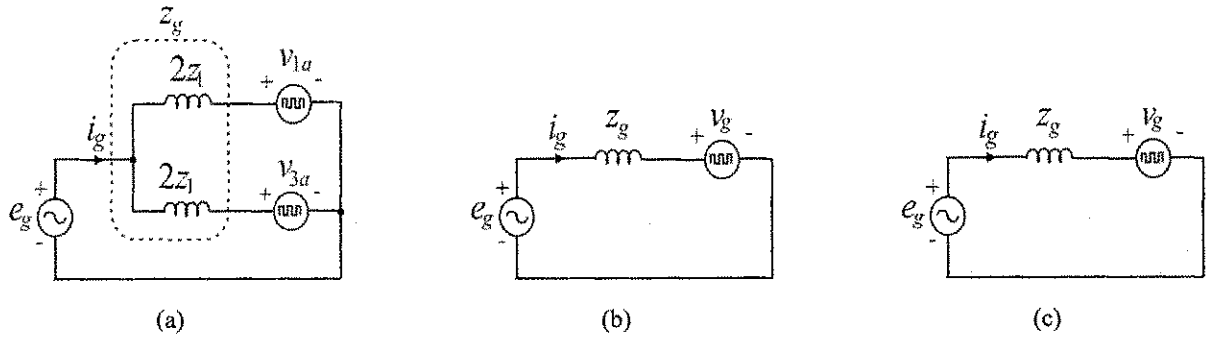


Figura 2.3: Circuitos equivalente do lado da rede. (a) Configuração MM8B2B. (c) Configuração MM8B2B final. (b) Convencional.

Com base nas equações (2.32) e (2.34), o circuito equivalente do lado da rede, da topologia MM8B1B, é mostrado na Figura 2.3(a). A partir desse circuito é determinada a impedância equivalente $z_g = z_1$. Para o lado da carga, o circuito equivalente pode ser obtido de maneira análoga, com $z_l = z_2$. Assim, o modelo da topologia MM8B2B é representado pelo seguintes equações:

$$v_g = e_g - z_g i_g. \quad (2.40)$$

$$v_l = e_l + z_l i_l'. \quad (2.41)$$

O circuito equivalente obtido com base na equação (2.40) é mostrado na Figura 2.3(b). Nota-se que o circuito equivalente final é igual ao circuito equivalente da configuração convencional [Figura 2.3(c)], se $z_g(P) = z_g(C)$, onde $z_g(P)$ é a impedância da topologia proposta e $z_g(C)$ é a impedância da topologia convencional.

A generalização da topologia proposta, com N conversores $CA-CC-CA$ em paralelo e N barramentos CC , considerando o modelo geral, com $L_g' \neq 0$ e $L_l' \neq 0$, é apresentada no apêndice B.1.

2.2.2 Estratégia PWM

As tensões de polo $v_{ka0_1}, v_{kb0_1}, v_{ja0_2}, v_{jb0_2}$, com $k = 1, 2$ e $j = 3, 4$, da configuração MM8B2B, dependem dos estados de condução das chaves, ou seja

$$v_{ka0_1} = (2s_{qka} - 1) \frac{v_{c1}}{2} \quad (2.42)$$

$$v_{kb0_1} = (2s_{qkb} - 1) \frac{v_{c1}}{2} \quad (2.43)$$

$$v_{ja0_2} = (2s_{qja} - 1) \frac{v_{c2}}{2} \quad (2.44)$$

$$v_{jb0_2} = (2s_{qjb} - 1) \frac{v_{c2}}{2} \quad (2.45)$$

onde v_{c1} e v_{c2} são as tensões dos barramentos CC, e s_{qka} , s_{qkb} , s_{qja} e s_{qjb} são os estados de condução das chaves, que são definidos por variáveis binárias, assim, quando $s_q = 1$, a chave se encontra fechada e, se $s_q = 0$, a chave se encontra aberta.

Considerando que as tensões de referência v_1^* , v_2^* , v_3^* , v_4^* e v_{o1}^* são fornecidas pelos controladores, têm-se

$$v_1^* = v_{1a0_1}^* - v_{1b0_1}^* \quad (2.46)$$

$$v_2^* = v_{2a0_1}^* - v_{2b0_1}^* \quad (2.47)$$

$$v_3^* = v_{3a0_2}^* - v_{3b0_2}^* \quad (2.48)$$

$$v_4^* = v_{4a0_2}^* - v_{4b0_2}^* \quad (2.49)$$

$$v_{o1}^* = -v_{1a0_1}^* - v_{1b0_1}^* + v_{3a0_2}^* + v_{3b0_2}^* + v_{2a0_1}^* + v_{2b0_1}^* - v_{4a0_2}^* - v_{4b0_2}^*. \quad (2.50)$$

Os sinais de gatilho das chaves podem ser obtidos diretamente das equações das tensões de polo de referência ($v_{1a0_1}^*$, $v_{1b0_1}^*$, $v_{2a0_1}^*$, $v_{2b0_1}^*$, $v_{3a0_2}^*$, $v_{3b0_2}^*$, $v_{4a0_2}^*$ e $v_{4b0_2}^*$), nesse caso, são necessárias oito equações para o cálculo do PWM. Logo, as equações (2.46)-(2.50) não são suficientes para determinar os sinais de gatilho das chaves, sendo necessário a introdução de três variáveis auxiliares v_x^* , v_y^* e v_z^* , que podem ser definidas por:

$$v_x^* = \frac{v_{1a0_1}^* + v_{1b0_1}^*}{2} \quad (2.51)$$

$$v_y^* = \frac{v_{2a0_1}^* + v_{2b0_1}^*}{2} \quad (2.52)$$

$$v_z^* = \frac{v_{4a0_2}^* + v_{4b0_2}^*}{2} \quad (2.53)$$

Portanto, a partir das equações (2.51)-(2.53) e (2.46)-(2.50), as tensões de polo de referência são definidas por:

$$v_{1a0_1}^* = \frac{v_1^*}{2} + v_x^* \quad (2.54)$$

$$v_{1b0_1}^* = -\frac{v_1^*}{2} + v_x^* \quad (2.55)$$

$$v_{3a0_2}^* = \frac{v_3^*}{2} + \frac{v_{o1}^*}{2} - v_y^* + v_z^* + v_x^* \quad (2.56)$$

$$v_{3b0_2}^* = -\frac{v_3^*}{2} + \frac{v_{o1}^*}{2} - v_y^* + v_z^* + v_x^* \quad (2.57)$$

$$v_{2a0_1}^* = \frac{v_2^*}{2} + v_y^* \quad (2.58)$$

$$v_{2b0_1}^* = -\frac{v_2^*}{2} + v_y^* \quad (2.59)$$

$$v_{4a0_2}^* = \frac{v_4^*}{2} + v_z^* \quad (2.60)$$

$$v_{4b0_2}^* = -\frac{v_4^*}{2} + v_z^*. \quad (2.61)$$

Dessas equações, observa-se que as tensões de polo dependem das tensões v_1^* , v_2^* , v_3^* , v_4^* e v_{o1}^* , definidas pelos controladores, como também, das tensões auxiliares v_x^* , v_y^* e v_z^* . As tensões auxiliares podem ser escolhidas de forma independente, desde que, os máximos e mínimos das tensões de polo sejam respeitadas, ou seja:

$$v_{x \max}^* = \frac{v_{c1}^*}{2} - v_{x1 \max}^* \quad (2.62)$$

$$v_{x \min}^* = -\frac{v_{c1}^*}{2} - v_{x1 \min}^* \quad (2.63)$$

$$v_{y \max}^* = \frac{v_{c1}^*}{2} - v_{y1 \max}^* \quad (2.64)$$

$$v_{y \min}^* = -\frac{v_{c1}^*}{2} - v_{y1 \min}^* \quad (2.65)$$

$$v_{z \max}^* = \frac{v_{c2}^*}{2} - v_{z1 \max}^* \quad (2.66)$$

$$v_{z \min}^* = -\frac{v_{c2}^*}{2} - v_{z1 \min}^* \quad (2.67)$$

onde v_{c1}^* e v_{c2}^* são as tensões de referência dos barramentos CC, $v_{x1 \max}^* = \max |V_{x1}^*|$, $v_{x1 \min}^* = \min |V_{x1}^*|$, $v_{y1 \max}^* = \max |V_{y1}^*|$, $v_{y1 \min}^* = \min |V_{y1}^*|$, $v_{z1 \max}^* = \max |V_{z1}^*|$, $v_{z1 \min}^* = \min |V_{z1}^*|$, com $V_{x1}^* = \{v_1^*/2, -v_1^*/2, v_3^*/2 + v_{o1}^*/2 - v_y^* + v_z^*, -v_3^*/2 + v_{o1}^*/2 - v_y^* + v_z^*\}$, $V_{y1}^* = \{v_2^*/2, -v_2^*/2\}$ e $V_{z1}^* = \{v_4^*/2, -v_4^*/2\}$.

As tensões auxiliares, v_x^* , v_y^* e v_z^* , podem ser escritas em função do fator de distribuição de roda livre, μ , definido em [73] e [74]:

$$v_x^* = \mu_x v_{x \max}^* + (1 - \mu_x) v_{x \min}^* \quad (2.68)$$

$$v_y^* = \mu_y v_{y \max}^* + (1 - \mu_y) v_{y \min}^* \quad (2.69)$$

$$v_z^* = \mu_z v_{z \max}^* + (1 - \mu_z) v_{z \min}^* \quad (2.70)$$

onde $0 \leq \mu_x \leq 1$, $0 \leq \mu_y \leq 1$ e $0 \leq \mu_z \leq 1$. Nota-se que, quando os valores de $\mu = 0$ ou $\mu = 1$ são selecionados, obtém-se os valores mínimos ($v_x^* = v_{x \min}^*$, $v_y^* = v_{y \min}^*$ e $v_z^* = v_{z \min}^*$) ou máximos ($v_x^* = v_{x \max}^*$, $v_y^* = v_{y \max}^*$ e $v_z^* = v_{z \max}^*$). Nesse caso, um dos braços do conversor opera com a frequência de chaveamento nula. Quando se escolhe o valor de $\mu = 0,5$, é selecionado o valor médio de v_x^* , v_y^* e v_z^* , nesse caso, devido aos pulsos centrados, tem-se em geral uma redução na THD.

Os sinais de gatilho das chaves podem ser obtidos pela comparação da tensão de polo com sinal da onda triangular de alta frequência, denominado portadora PWM. Neste trabalho, os sinais de gatilho das chaves serão obtidos comparando as tensões de polo com uma, duas ou quatro ondas

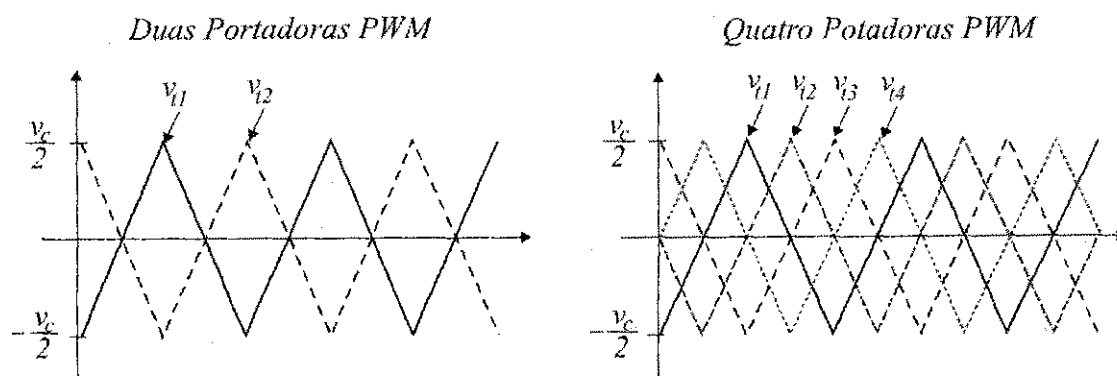


Figura 2.4: Sinais das portadoras PWM.

triangulares de alta frequência. Isto é, uma, duas ou quatro portadoras PWM. No caso de duas portadoras PWM, as portadoras possuem mesma frequência e amplitudes, mas são defasadas de 180° entre si, e as portadoras v_{t1} e v_{t2} são comparadas com as tensões de polo dos conversores 1 e 2 e dos conversores 3 e 4, respectivamente (veja as Figuras 2.4, 2.9 e 2.10). Por outro lado, com quatro portadoras PWM, as portadoras são defasadas de 90° entre si, onde as tensões de polo de referencia ($v_{1a0_1}^*$ e $v_{2a0_1}^*$, $v_{1b0_1}^*$ e $v_{2b0_1}^*$, $v_{3a0_2}^*$ e $v_{4a0_2}^*$, e $v_{3b0_2}^*$ e $v_{4b0_2}^*$) são comparadas, respectivamente, com as portadoras v_{t1} , v_{t4} , v_{t3} e v_{t2} (veja as Figuras 2.4, 2.9 e 2.10).

O parâmetro μ muda o local do pulso das tensões v_1^* , v_2^* , v_3^* e v_4^* . Quando $\mu = 0$ ou $\mu = 1$ são selecionados, os pulsos são localizados no início e no fim da metade do período do sinal triangular da portadora PWM (T_s) [veja a Figura 2.10, para as tensões v_1^* e v_3^* , com $\mu = 0$]. Por outro lado, quando $\mu = 0,5$, os pulsos são centrados na metade do período do sinal da portadora PWM [conforme mostrado na Figura 2.9 para as tensões v_1^* e v_3^*]. A mudança da posição das tensões pulsadas, também muda a posição da tensão instantânea zero (isto é, $v_1^* = 0$ e $v_3^* = 0$). Com $\mu = 0$ ou $\mu = 1$, o vetor zero da tensão instantânea está localizado no início ou no fim do período de chaveamento, enquanto que, com $\mu = 0,5$, eles são distribuídos igualmente no início e no fim da metade do período. Isto é similar a distribuição do vetor de tensão zero do inversor trifásico [75]. Conseqüentemente, μ influencia na distribuição harmônica das tensões geradas pelos conversores, como será mostrado na subseção 2.2.4.

2.2.3 Estratégia de Controle

O diagrama de controle do conversor MM8B2B (mostrado na Figura 2.2) é apresentado na Figura 2.5. A partir do diagrama de controle, a tensão v_{c1} do barramento CC é regulada pelo controlador PI convencional (representado pelo bloco R_{c1}), no 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, é regulada pelo controlador R_{c2} , definindo a amplitude de corrente I_3^* , desejada na entrada do conversor 3. O controle do fator de potência é obtido sincronizando as correntes instantâneas de referência i_{1a}^* e i_{3a}^* com a tensão da rede monofásica representada pelo bloco de sincronismo G_{it} (baseado no esquema de um PLL

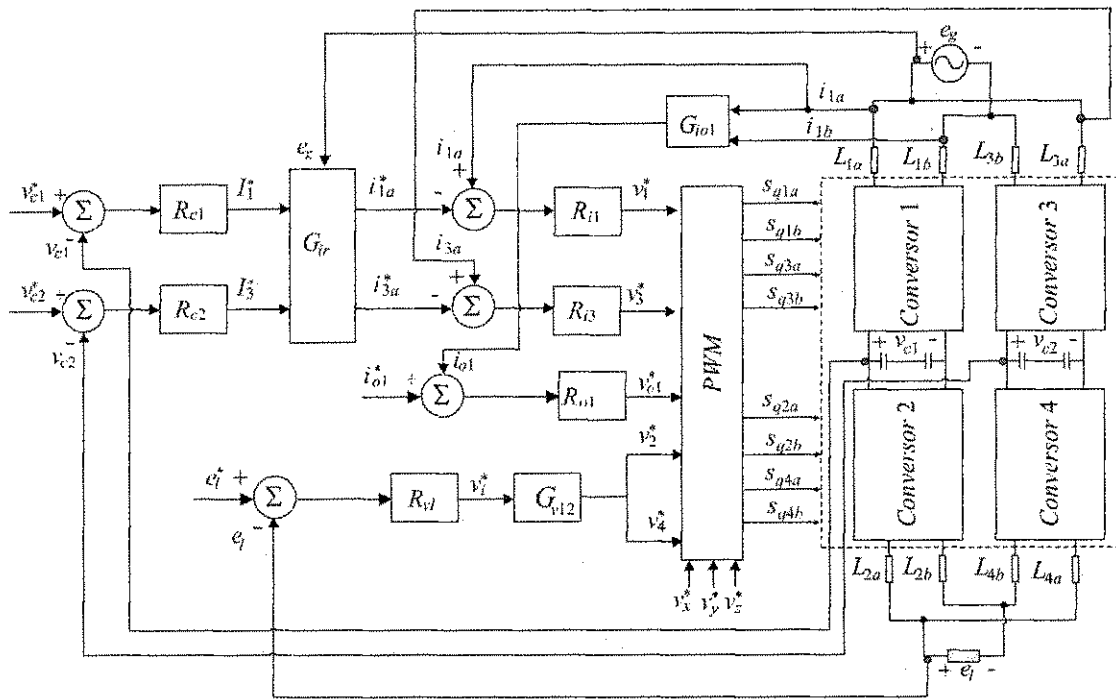


Figura 2.5: Diagrama de blocos do controle do conversor MM8B2B.

Phase-Locked-Loop).

Os controles das correntes i_{1a}^* e i_{3a}^* são implementados usando dois controladores de dupla seqüência (controladores de seqüências negativa e positiva) [76], [77] e [78], representados pelos blocos R_{i1} e R_{i3} . Quando a variável a ser controlada é senoidal, o controlador PI convencional não garante erro nulo em regime permanente. Assim, o controlador de dupla seqüência é utilizado. Esse controlador provê um ganho infinito na frequência de corte ω_e . Garantindo, desta maneira, um erro nulo nessa frequência em regime permanente. O controlador de dupla seqüência pode ser modelado no tempo pelas seguintes equações:

$$\frac{dx_a}{dt} = x_b + 2k_i \varepsilon_j \tag{2.71}$$

$$\frac{dx_b}{dt} = -\omega_e x_a \tag{2.72}$$

$$v_m^* = x_a + k_p \varepsilon_j \tag{2.73}$$

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_m^* é a tensão de referência e $\varepsilon_j = i_j^* - i_j$ é o erro de corrente, com $j = 1a, 3a$ e $m = 1, 3$. Nesse caso, a frequência do controlador é igual à frequência da rede elétrica.

Os controladores R_{i1} e R_{i3} definem as tensões de referência v_1^* e v_3^* , desejadas na entrada dos conversores 1 e 3, respectivamente. A corrente de circulação i_{o1} é determinada pelo bloco G_{io1} , a partir das correntes medidas, i_{1a} e i_{1b} , e pelas equações (2.15) e (2.19). Essa corrente é regulada pelo controlador R_{o1} de dupla seqüência, definido pelas equações (2.71)-(2.73), com $j = o1$ e

$m = j$, no seu valor de referência $i_{o1}^* = 0$. Na saída desse controlador, encontra-se a tensão de circulação de referência v_{o1}^* .

O controle da tensão na carga é realizado a partir do controle PI de dupla sequência, representado pelo bloco R_{vl} . O controlador é definido por (2.71)-(2.73), com $\varepsilon_j = v_j^* - v_j$, $j = l$, $m = i$, e sua frequência ω_e é igual à frequência da carga. Na saída desse controlador, tem-se a tensão de referência v_i^* . Para garantir a divisão do fluxo igualmente entre os conversores, caso o sistema seja equilibrado, é aplicado a cada conversor metade dessa tensão, ou seja, $v_2^* = v_4^* = v_i^*/2$.

As tensões de referências geradas pelos controladores v_1^* , v_2^* , v_{o1}^* , v_3^* , v_4^* e as tensões auxiliares v_x^* , v_y^* e v_z^* , definidas pelas equações (2.68)-(2.70), são aplicadas ao bloco PWM para o cálculo das tensões de polo de referência, definidas pelas equações (2.54)-(2.61). Essas tensões de polo são então comparadas com uma, duas ou quatro portadoras PWM, para gerar os sinais de gatilho das chaves do conversor CA-CC-CA MM8B2B.

2.2.4 Análise da WTHD

Nesta subsecção, será comparado o desempenho da topologia MM8B2B com o desempenho da topologia convencional, utilizando como índice de desempenho a taxa de distorção harmônica total ponderada WTHD (do inglês *Weighted Total Harmonic Distortion*).

A WTHD é usada para comparar o desempenho harmônico de diferentes métodos e estruturas, a diferença entre a WTHD e THD (Taxa de Distorção Harmônica Total) é que a taxa de distorção harmônica ponderada não sofre influência dos filtro indutivos, sendo definida por:

$$WTHD(h) = \frac{100}{a_1} \sqrt{\sum_{h=2}^{N_h} \left(\frac{a_h}{h}\right)^2} \quad (2.74)$$

onde a_1 é a amplitude da tensão fundamental, a_h é a amplitude da h^{th} componente harmônica e N_h é o número de harmônicas a ser considerado.

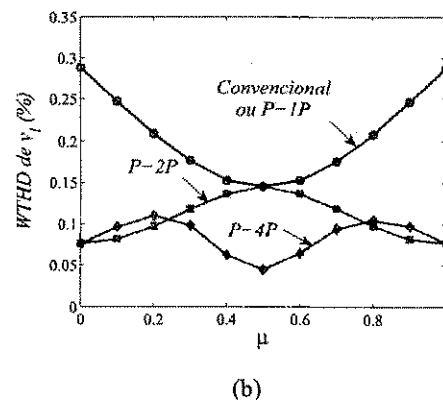
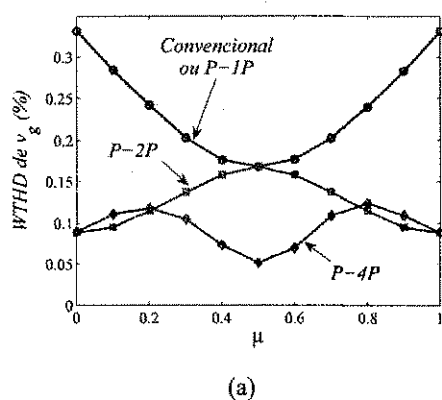


Figura 2.6: WTHD das tensões em função de μ da topologia MM8B2B. (a) Tensão v_g . (b) Tensão v_l .

São mostradas, na Figura 2.6, as WTHDs das tensões geradas pelos conversores 1 e 3, para a topologia proposta [$v_g = (v_1 + v_3)/2$], e pelo conversor 1, para a topologia convencional ($v_g = v_{1a0} - v_{1b0}$). Mostra-se também a WTHD da tensão gerada pelos conversores 2 e 4, para a topologia proposta ($v_l = (v_2 + v_4)/2$), e pelo conversor 2, para a topologia convencional ($v_l = v_{2a0} - v_{2b0}$), em função do fator de distribuição de roda livre μ . Os resultados foram obtidos de acordo com parâmetros mostrados na Tabela A.3. As WTHDs das tensões v_g e v_l influenciam, respectivamente, nas distorções harmônicas da corrente da rede monofásica i_g [como mostrado na equação (2.30)] e da tensão da carga e_l [como visto a partir da equação (2.31)].

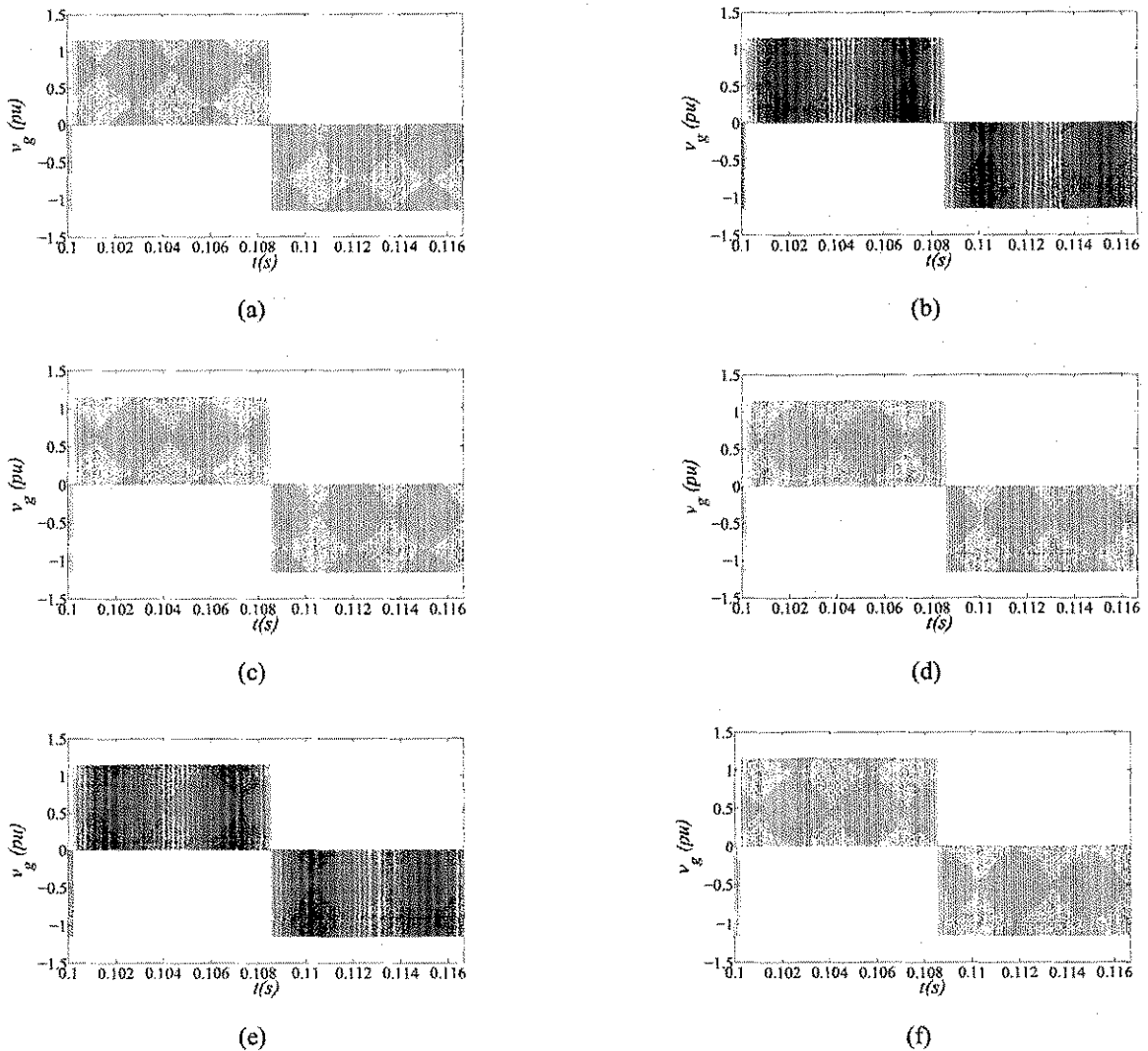


Figura 2.7: Tensão v_g . (a) Topologia convencional, com $\mu = 0$. (b) Topologia convencional, com $\mu = 0,5$. (c) Topologia convencional, com $\mu = 1$. (d) Topologia MM8B2B usando uma portadora PWM, com $\mu = 0$. (e) Topologia MM8B2B usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. (f) Topologia MM8B2B usando uma portadora PWM, com $\mu = 1$.

A partir da Figura 2.6, observa-se que a WTHD das tensões v_g e v_l , da configuração proposta com uma portadora PWM, é igual à WTHD da topologia convencional, para qualquer valor de μ .

Já com duas portadoras PWM, para o caso particular em que $\mu = 0,5$, a topologia proposta tem a mesma WTHD que a da topologia convencional, mas, para os outros valores de μ , a WTHD é menor. Por outro lado, um menor valor da WTHD pode ser obtido com a utilização de quatro portadoras PWM. A redução na WTHD das tensões v_g e v_l , utilizando duas portadoras PWM, com $\mu = 1$ ou $\mu = 0$, é próximo de 48,0%, e usando quatro portadoras PWM, com $\mu = 0,5$, é próxima de 70,0%, em comparação com a topologia convencional (com $\mu = 0,5$).

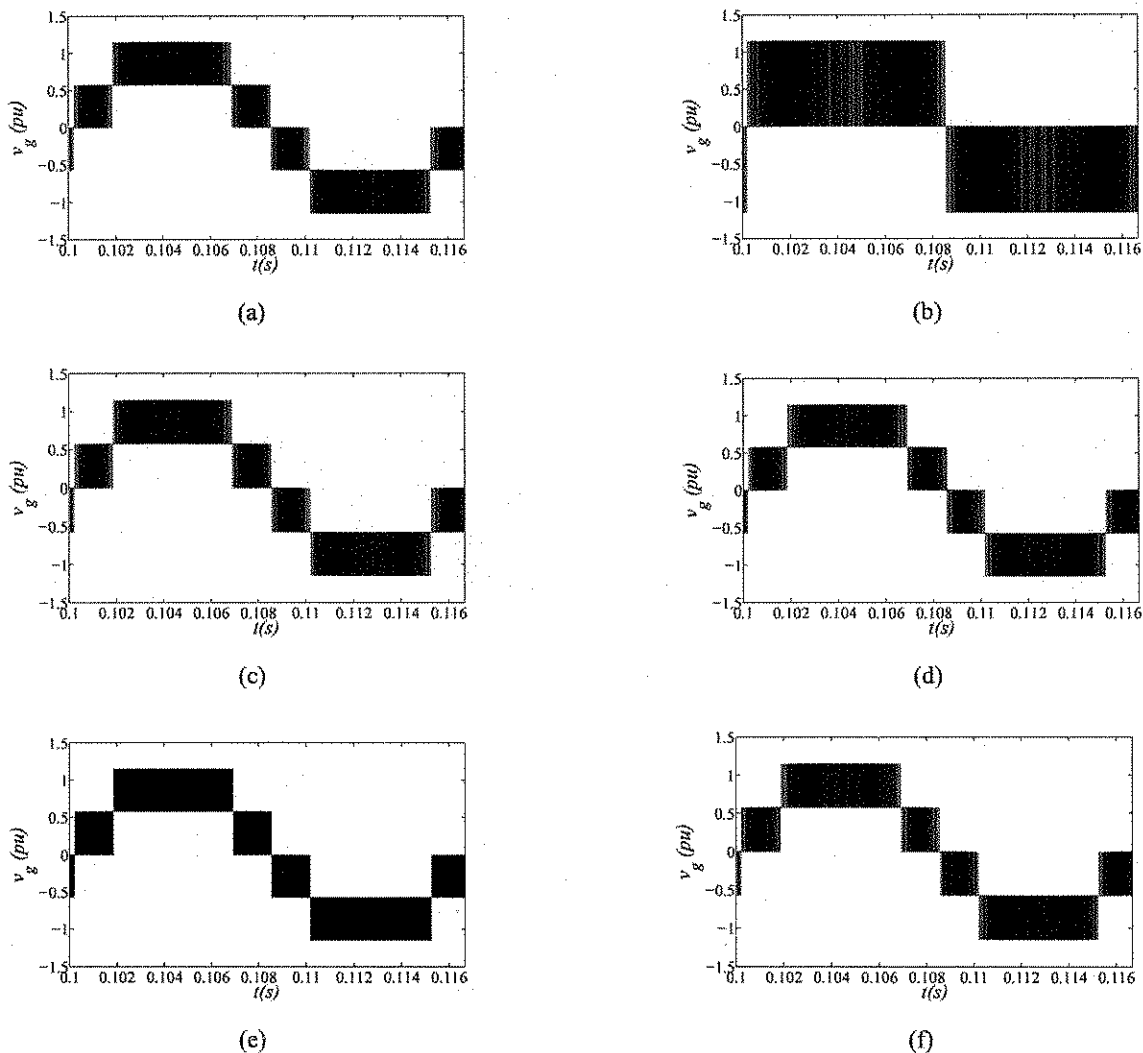


Figura 2.8: Tensão v_g da topologia MM8B2B. (a) Usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0$. (b) Usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. (c) Usando duas portadoras PWM, com $\mu = 1$. (d) Usando quatro portadoras PWM, com $\mu = 0$. (e) Usando quatro portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. (f) Usando quatro portadoras PWM, com $\mu = 1$.

O comportamento da WTHD pode ser explicado a partir das tensões geradas pelos conversores, ou seja, as tensões v_g e v_l . São mostradas nas Figuras 2.7 e 2.8, a tensão v_g , para a topologia convencional e para a topologia proposta, usando uma, duas e quatro portadoras PWM, com $\mu = 0$, $\mu = 0,5$ e $\mu = 1$. Desses resultados, percebe-se que o perfil da tensão v_g , gerada pela topologia

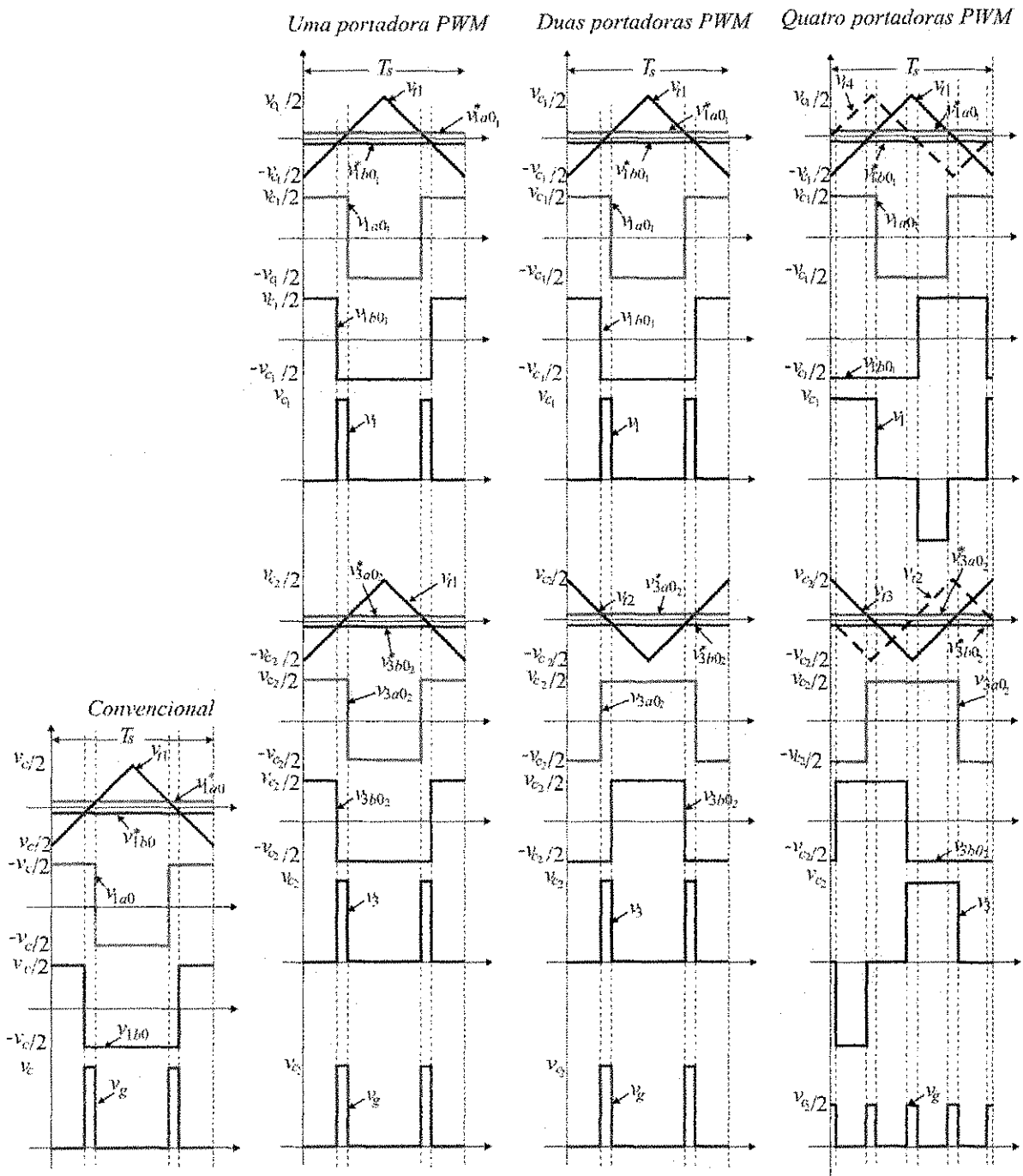


Figura 2.9: Explicação da WTHD no período de chaveamento para $\mu = 0,5$.

convencional, é igual ao perfil da tensão v_g gerada pela topologia proposta, com uma portadora PWM, para qualquer valor de μ [conforme mostrado na Figura 2.7], e com duas portadoras PWM, para $\mu = 0,5$ [veja a Figura 2.8(b)], o que significa a mesma WTHD. Por outro lado, para o caso com duas portadoras PWM (com $\mu = 0$ ou $\mu = 1$) ou quatro portadoras PWM, tem-se o aumento do número de níveis da tensão v_g , o que significa uma redução na WTHD.

As Figuras 2.9 e 2.10 mostram as tensões de polo de referência v_{1a0}^* , v_{1b0}^* , $v_{3a0_2}^*$ e $v_{3b0_2}^*$, as portadoras PWM v_{t1} , v_{t2} , v_{t3} e v_{t4} , as tensões de polo v_{1a0_1} , v_{1b0_1} , v_{3a0_2} e v_{3b0_2} , as tensões

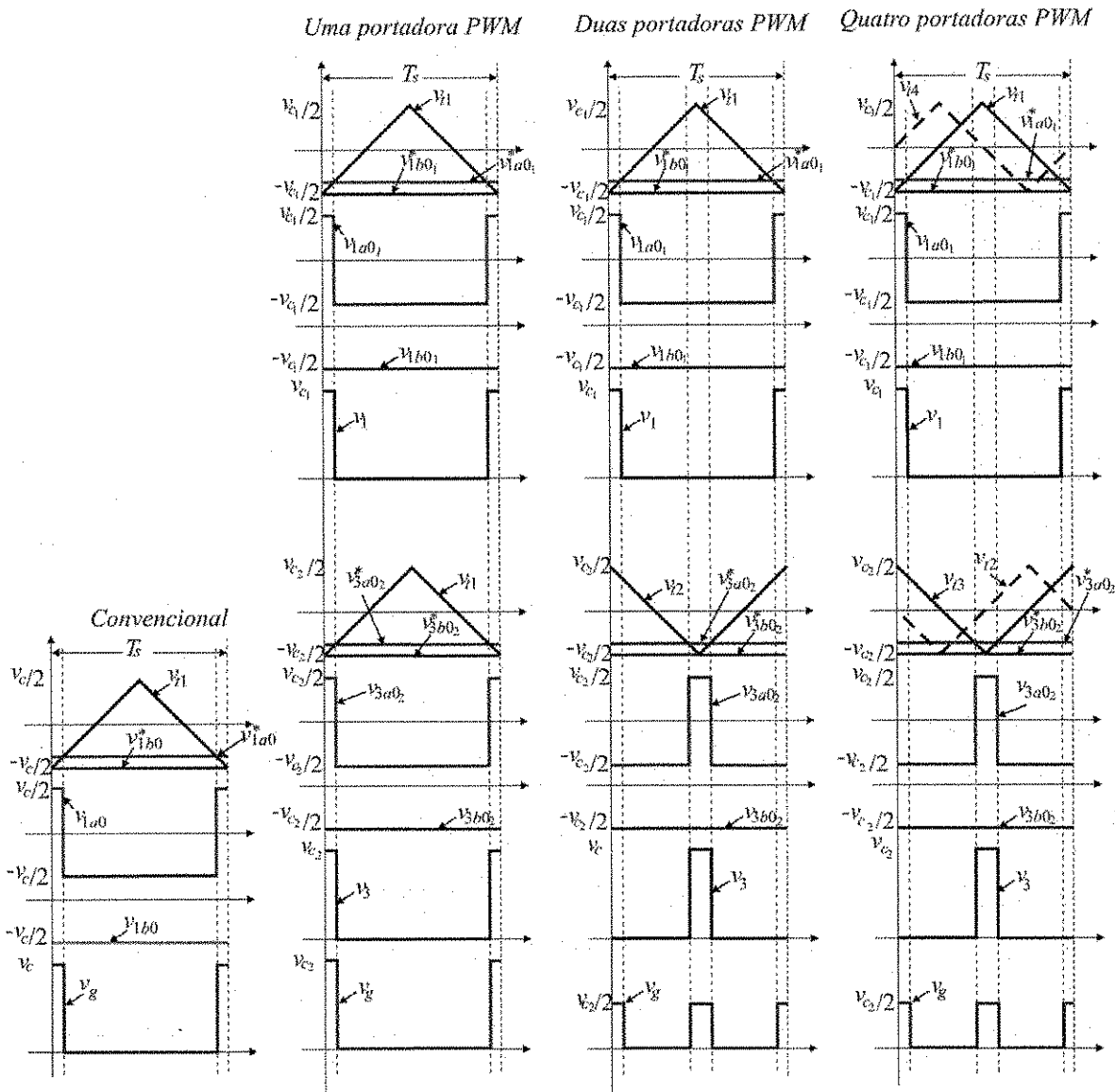


Figura 2.10: Explicação da WTHD no período de chaveamento para $\mu = 0$.

geradas por cada conversor v_1 e v_3 , e a tensão resultante $v_g = (v_1 + v_3)/2$, durante um período de chaveamento, com $\mu = 0,5$ e $\mu = 0$. Dessas figuras, percebe-se claramente que, com $\mu = 0,5$ [Figura 2.9], a tensão v_g da topologia convencional é igual à tensão gerada da topologia proposta, usando uma ou duas portadoras PWM. Com quatro portadoras PWM, observa-se que a tensão v_g apresenta menor amplitude e está melhor distribuída durante o período de chaveamento, o que explica o menor valor da WTHD. Com $\mu = 0$ [Figura 2.10], a tensão v_g , com uma portadora PWM, é igual à tensão v_g da topologia convencional. Com duas portadoras PWM, a tensão v_g apresenta menor amplitude e está melhor distribuída. Nota-se também que, com quatro portadoras PWM, a tensão v_g é similar ao caso com duas portadoras PWM, o que explicaria o mesmo valor da WTHD [conforme mostrado na Figura 2.6(a)].

De maneira análoga, pode-se explicar o comportamento da WTHD da tensão v_l da topologia

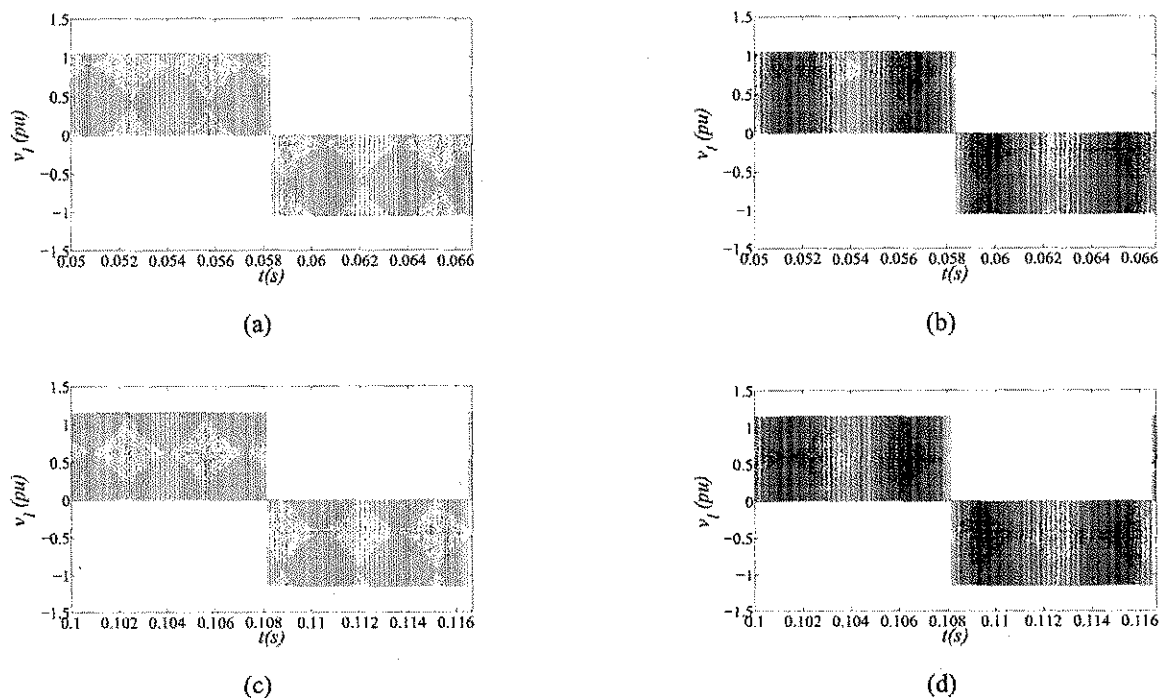


Figura 2.11: Tensão v_l . (a) Topologia convencional, com $\mu = 0$. (b) Topologia convencional, com $\mu = 0,5$. (c) Proposta usando uma portadora PWM, com $\mu = 0$. (d) Proposta usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$.

proposta. Dessa maneira, é mostrada, nas Figuras 2.11 e 2.12, a tensão v_l da topologia convencional e da topologia proposta usando uma, duas e quatro portadoras PWM, com $\mu = 0$, $\mu = 0,5$ e $\mu = 1$. Dos resultados apresentados, nota-se que, a tensão v_l gerada pela topologia proposta, com uma portadora PWM ou duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$, é similar à tensão v_l gerada pela topologia convencional. Por outro lado, usando duas portadoras PWM (com $\mu = 0$ ou $\mu = 1$) ou quatro portadoras PWM (para qualquer valor de μ), tem-se aumento no número de níveis na tensão v_l , logo, tem-se a redução da WTHD dessa tensão.

É mostrada, na Figura 2.13, a WTHD das tensões $v_{1a} = v_l - v_{o1}/4$, $v_{1b} = v_l + v_{o1}/4$, $v_{3a} = v_3 + v_{o1}/4$ e $v_{3b} = v_3 - v_{o1}/4$, em função do fator de distribuição de roda livre μ . As tensões v_{1a} , v_{1b} , v_{3a} e v_{3b} são, respectivamente, responsáveis pelo controle das correntes internas i_{1a} , i_{1b} , i_{3a} e i_{3b} , dos conversores 1 e 3, como mostrado nas equações (2.32), (2.34), (2.36) e (2.38). Dos resultados apresentados na Figura 2.13, percebe-se que, para todas as correntes internas, as curvas das WTHDs apresentam as mesmas características. Nota-se que o menor valor da WTHD é obtido usando uma portadora PWM, e que os valores das WTHDs, obtidos nesse caso, são iguais aos valores das WTHDs da corrente da rede i_g , para qualquer valor de μ . Com quatro portadoras PWM, as WTHDs são maiores que as WTHDs do caso usando uma portadora PWM. Já com duas portadoras PWM, os valores das WTHDs são menores que os valores das WTHDs obtidos com quatro portadoras PWM.

Vale salientar que, usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$, a WTHD da tensão v_g é menor

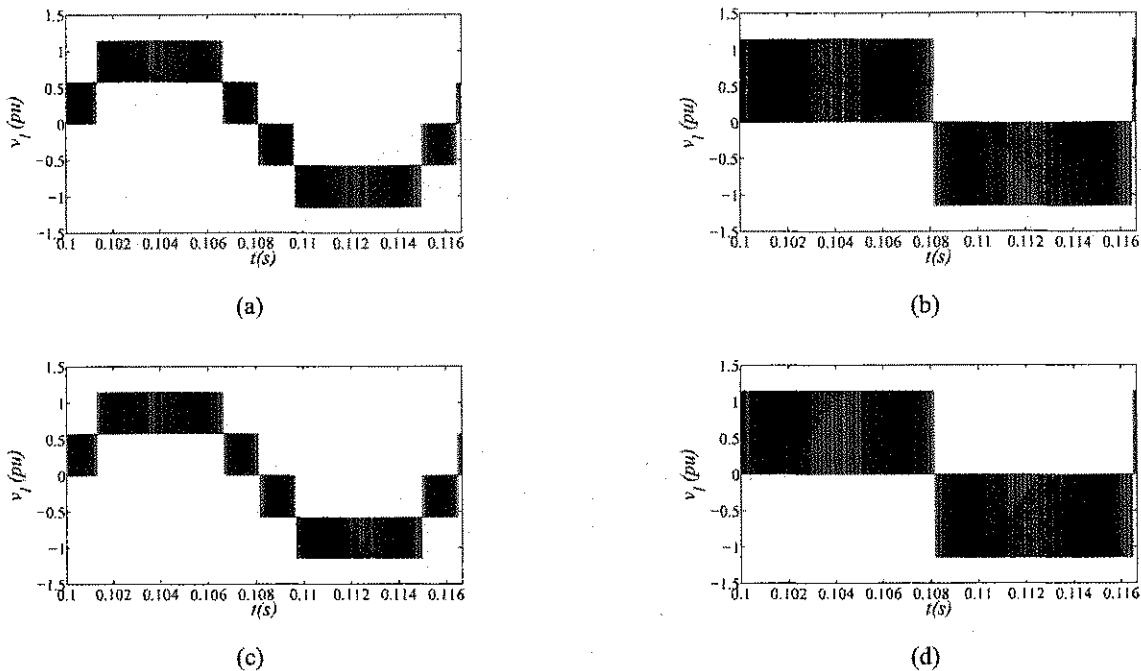


Figura 2.12: Tensão v_l da topologia MM8B2B. (a) Usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0$. (b) Usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. (c) Usando quatro portadoras PWM, com $\mu = 0$. (d) Usando quatro portadoras PWM, com $\mu = 0,5$.

que a da topologia convencional, contudo, nesse caso, a WTHD da tensão v_{1a} é duas vezes maior que a WTHD obtida usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. Enquanto que, usando quatro portadoras PWM e $\mu = 0,5$, a redução na WTHD da tensão v_g foi de 70%, já a WTHD da tensão v_{1a} é 2,5 vezes maior que a WTHD obtida usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$.

A explicação das WTHDs das tensões v_{1a} , v_{1b} , v_{3a} e v_{3b} pode ser obtida observando o comportamento das tensões v_{1a} e v_{1b} , fornecidas pelo conversor 1, e da tensão de circulação v_{o1} , para diferentes valores de μ , como mostrado nas Figuras 2.14-2.22. Como o comportamento das tensões v_{3a} e v_{3b} é igual ao comportamento das tensões v_{1a} e v_{1b} , respectivamente, os gráficos dessas tensões não serão apresentados. A partir dos resultados apresentados, nota-se que com uma portadora PWM, as tensões v_{1a} e v_{1b} apresentam menor amplitude e ficam melhor distribuídas durante o período da tensão da rede (veja as Figuras 2.14-2.16), o que significa uma redução na WTHD, como mostrado na Figura 2.13. Além disso, com uma portadora PWM a tensão de circulação é nula não influenciando, portanto, no comportamento das tensões geradas pelos conversores.

Quando se utiliza duas portadoras PWM, as tensões v_{1a} e v_{1b} ficam com distribuição assimétrica durante um período da senoide, principalmente quando $\mu = 0$ ou $\mu = 1$, justificando o aumento na WTHD, como visto na Figura 2.13. Contudo, nota-se que, quando $\mu = 0$, a tensão v_{1b} tem uma menor amplitude durante o semiciclo positivo, e quando $\mu = 1$, a tensão v_{1b} tem uma menor amplitude durante o semiciclo negativo, conforme ilustrado nas Figuras 2.17 e 2.19. Isso significa que, durante o semiciclo de menor amplitude, a distorção harmônica da corrente i_{1b} é menor. Por

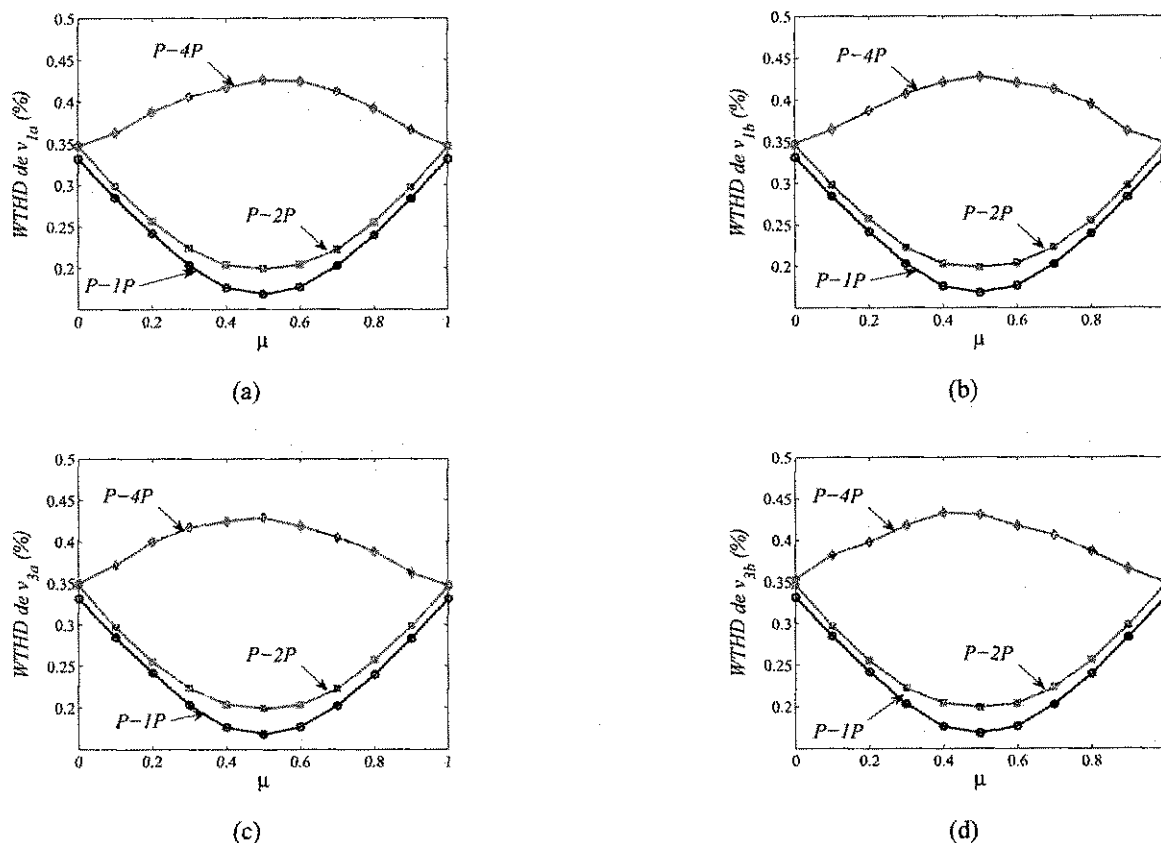


Figura 2.13: WTHDs das tensões em função do fator de distribuição de roda livre μ . (a) Tensão v_{1a} . (b) Tensão v_{1b} . (c) Tensão v_{3a} . (d) Tensão v_{3b} .

outro lado, para a tensão v_{1a} , quando $\mu = 0$, a redução da amplitude da tensão ocorre no semiciclo negativo e, quando $\mu = 1$, a redução da amplitude ocorre no semiciclo positivo. Diferente do caso anterior, usando uma portadora PWM, quando se utiliza duas portadoras PWM, tem-se o surgimento de uma tensão de circulação, consequentemente, tem-se o aparecimento de uma corrente de circulação.

Com quatro portadoras PWM, as tensões geradas, com $\mu = 1$ ou $\mu = 0$, são iguais às tensões geradas com duas portadoras PWM, o que explica o mesmo valor na WTHD, como mostrado na Figura 2.13. Porém, com $\mu = 0,5$, essas tensões apresentam uma maior amplitude, levando assim, a um maior valor da WTHD. Da mesma maneira que no caso com duas portadoras PWM, utilizando quatro portadoras PWM, a tensão de circulação não é nula [veja as Figuras 2.20(c)-2.22(c)].

Das análises da WTHD apresentada, conclui-se que a aplicação de duas ou quatro portadoras PWM diminui a WTHD das tensões v_g e v_l , responsável pelo controle da corrente da rede i_g e da tensão da carga e_l , em comparação com a topologia convencional, contudo, aumenta a WTHD das tensões v_{1a} , v_{1b} , v_{3a} e v_{3b} , que influencia nas distorções harmônicas das correntes internas.

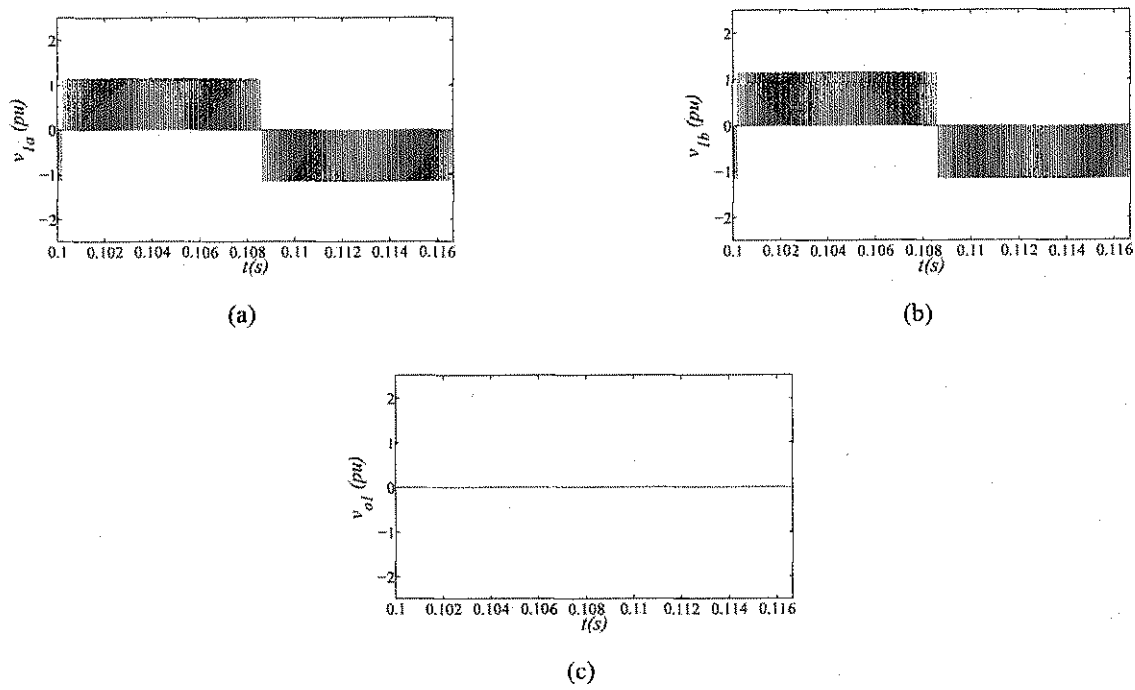


Figura 2.14: Tensões gerada pelos conversores da topologia MM8B2B, usando uma portadora PWM, com $\mu = 0$. (a) Tensão v_{1a} . (b) Tensão v_{1b} . (c) Tensão de circulação v_{o1} .

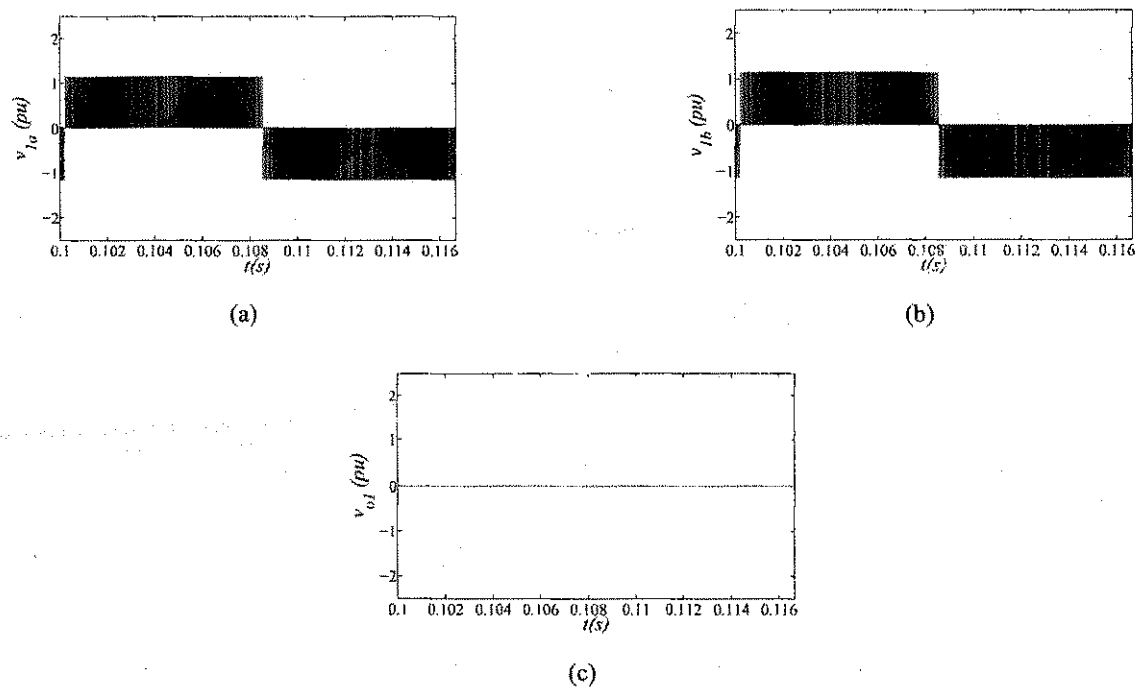


Figura 2.15: Tensões do conversor 1 e tensão de circulação da topologia MM8B2B, usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão v_{1a} . (b) Tensão v_{1b} . (c) Tensão de circulação v_{o1} .

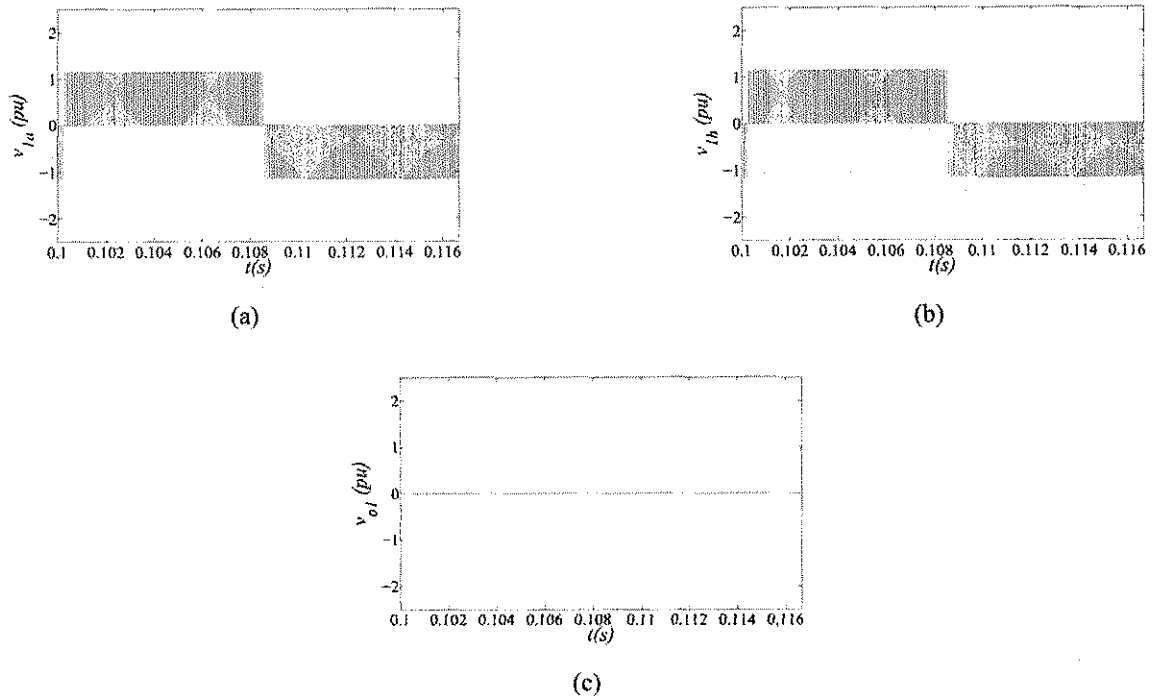


Figura 2.16: Tensões do conversor 1 e tensão de circulação da topologia MM8B2B, usando uma portadora PWM, com $\mu = 1$. (a) Tensão v_{1a} . (b) Tensão v_{1b} . (c) Tensão de circulação v_{o1} .

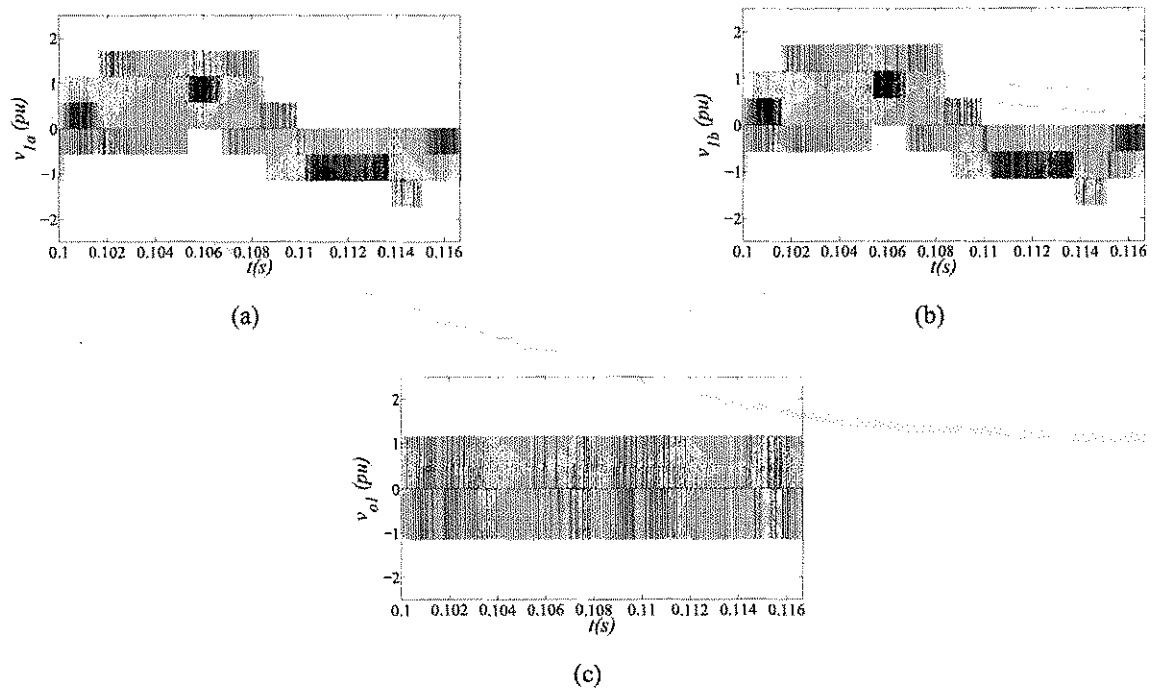


Figura 2.17: Tensões do conversor 1 e tensão de circulação da topologia MM8B2B, usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0$. (a) Tensão v_{1a} . (b) Tensão v_{1b} . (c) Tensão de circulação v_{o1} .

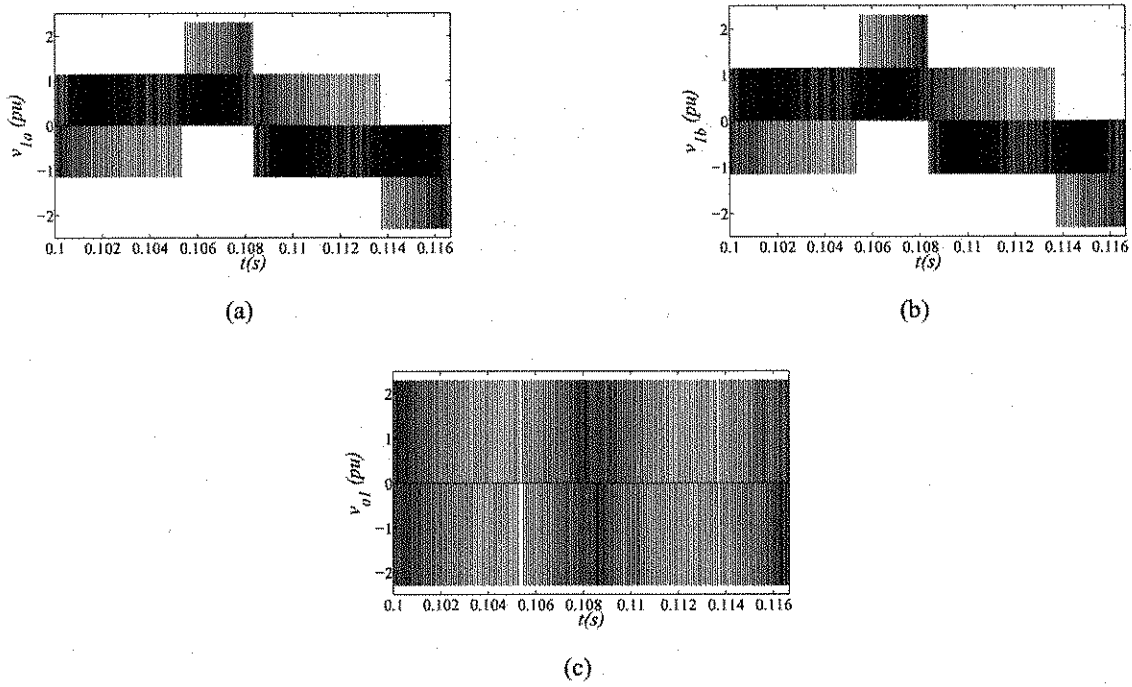


Figura 2.18: Tensões do conversor 1 e tensão de circulação da topologia MM8B2B, usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão v_{1a} . (b) Tensão v_{1b} . (c) Tensão de circulação v_{o1} .

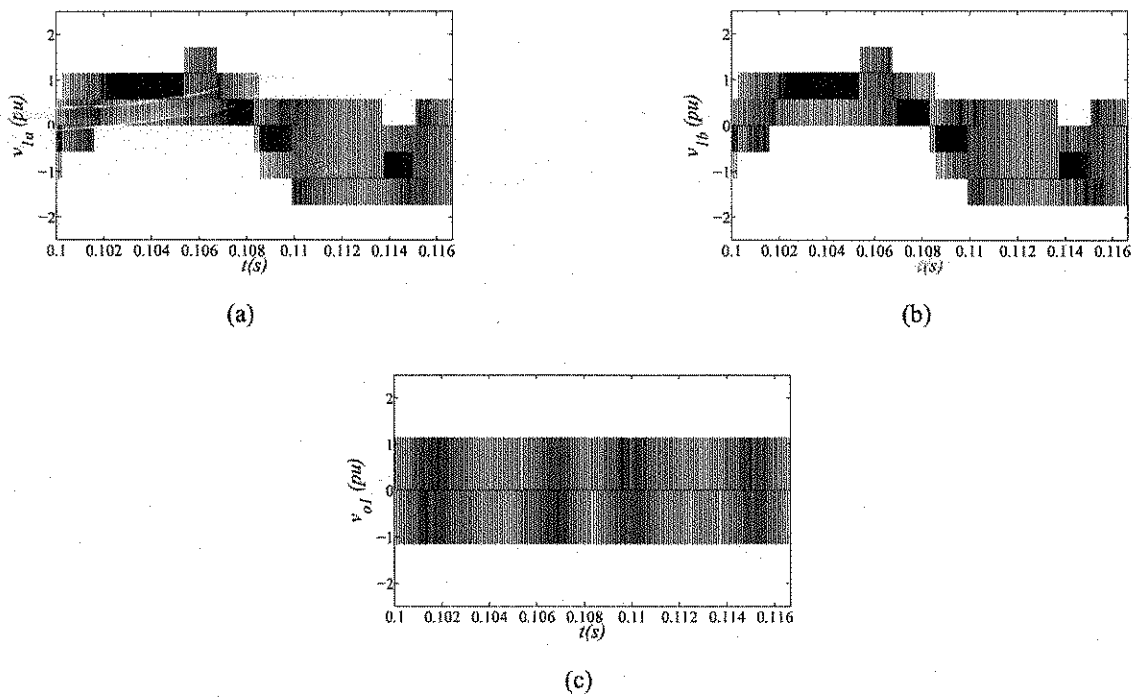


Figura 2.19: Tensões do conversor 1 e tensão de circulação da topologia MM8B2B, usando duas portadoras PWM, com $\mu = 1$. (a) Tensão v_{1a} . (b) Tensão v_{1b} . (c) Tensão de circulação v_{o1} .

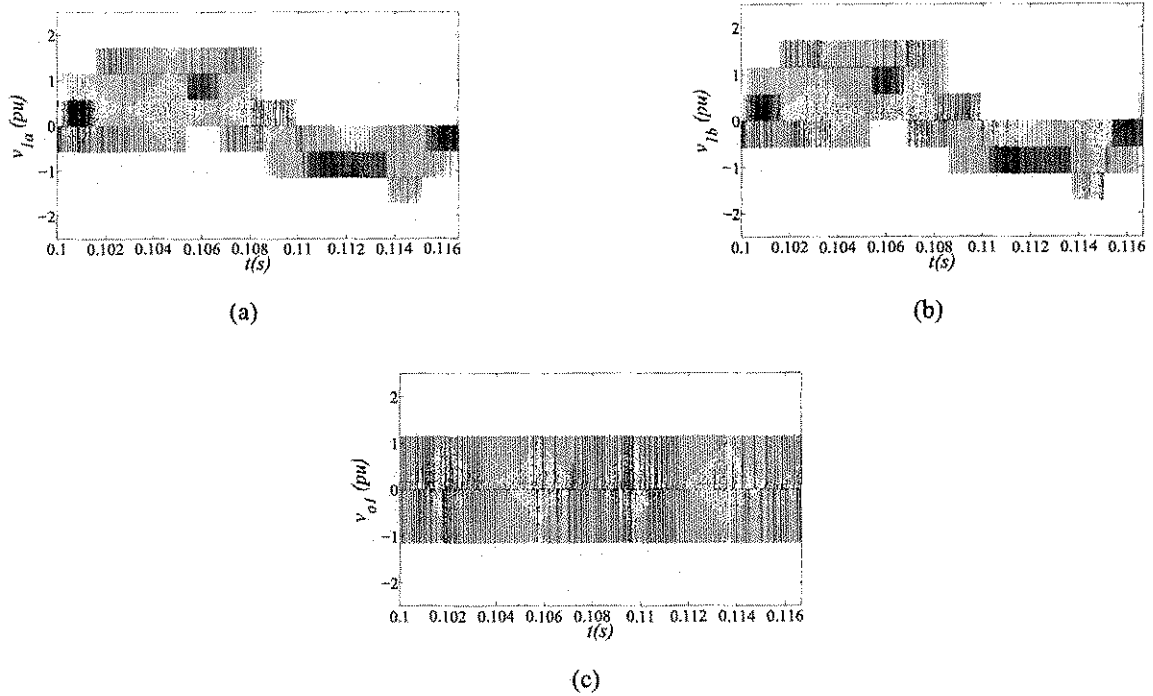


Figura 2.20: Tensões do conversor 1 e tensão de circulação da topologia MM8B2B, usando quatro portadoras PWM, com $\mu = 0$. (a) Tensão v_{1a} . (b) Tensão v_{1b} . (c) Tensão de circulação v_{o1} .

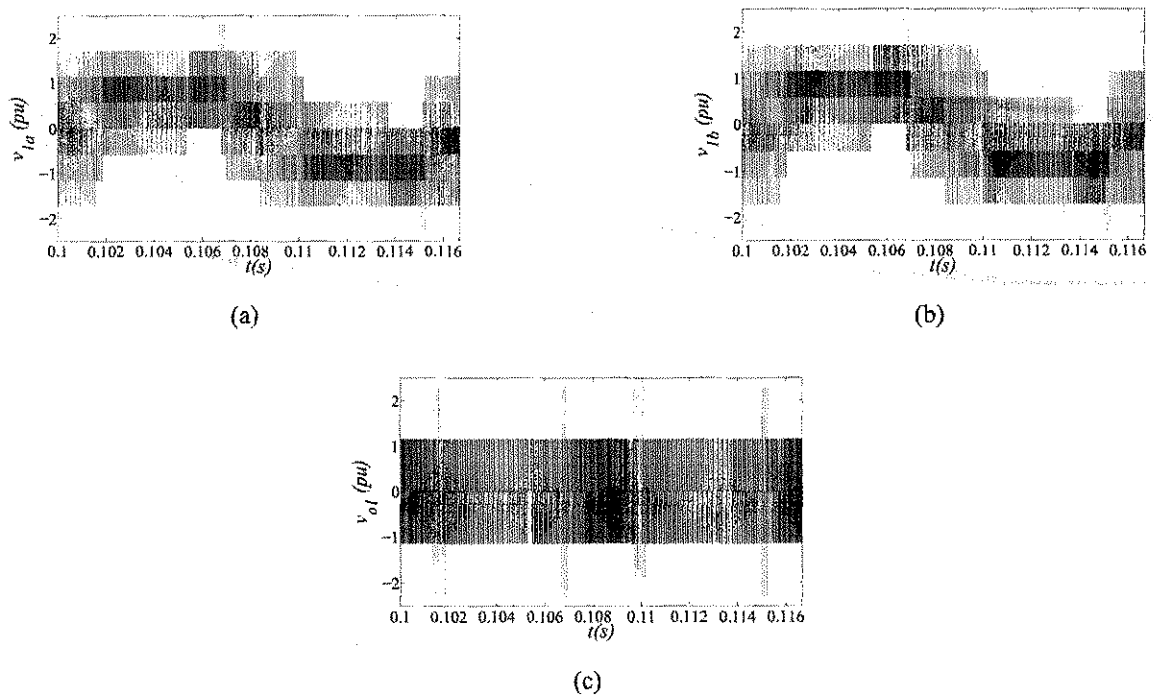


Figura 2.21: Tensões do conversor 1 e tensão de circulação da topologia MM8B2B, usando quatro portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão v_{1a} . (b) Tensão v_{1b} . (c) Tensão de circulação v_{o1} .

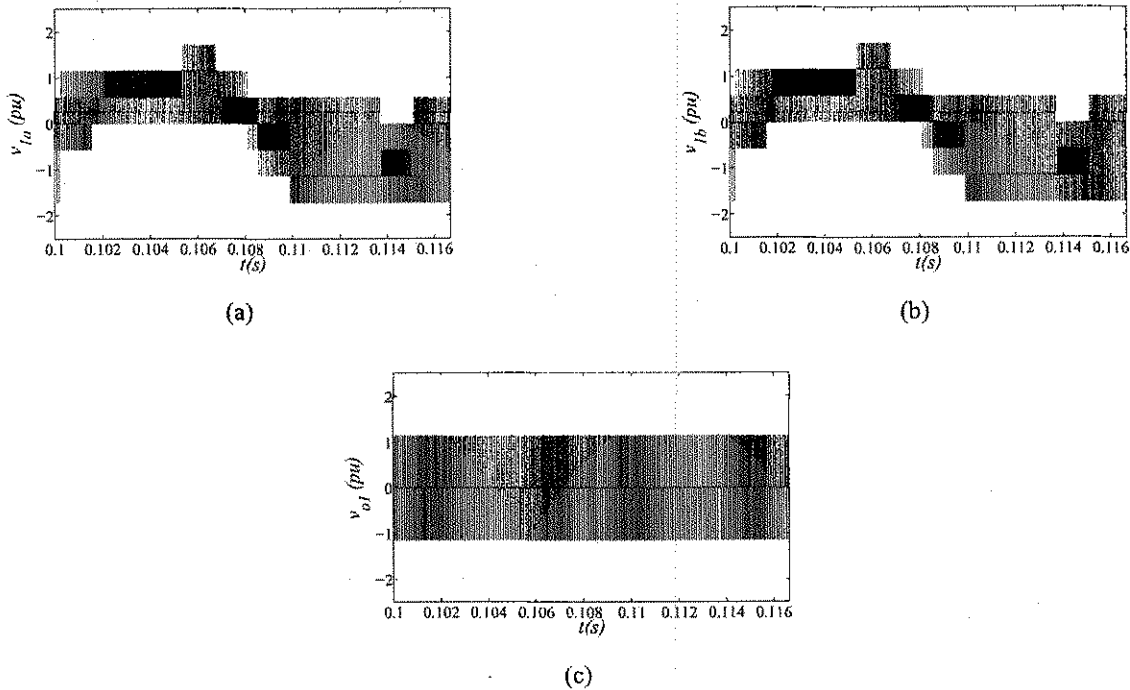


Figura 2.22: Tensões do conversor 1 e tensão de circulação da topologia MM8B2B, usando quatro portadoras PWM, com $\mu = 1$. (a) Tensão v_{1a} . (b) Tensão v_{1b} . (c) Tensão de circulação v_{o1} .

2.2.5 Análise da THD para Diferentes Indutores de Filtro

A estratégia PWM proposta, com duas ou quatro portadoras PWM, reduz a WTHD da tensão resultante v_g gerada pelos conversores 1 e 3, como observado na Figura 2.6(a). Quando o valor da indutância equivalente da topologia proposta [$l_g(P)$] for igual ao valor da indutância da topologia convencional [$l_g(C)$], isto é, $l_g(P) = l_g(C)$, a redução da THD da corrente da rede é diretamente representada pelo comportamento da WTHD mostrada na Figura 2.6(a).

A distorção harmônica total, THD (do inglês *Total Harmonic Distortion*) normalmente é aplicada quando se deseja avaliar o influência dos indutores de filtro nas distorções harmônicas das correntes e tensão. A THD é definida em [79], [80] da seguinte forma:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{N_h} a_h^2}}{a_1} \quad (2.75)$$

Assim, são mostradas, na Figura 2.23, as THDs da corrente da rede i_g em função de μ , para diferentes valores de l_n [onde l_n é a relação da indutância equivalente da topologia proposta pela indutância da topologia convencional, isto é $l_n = l_g(P)/l_g(C)$]. A Figura 2.23(a) ilustra a THD da corrente i_g da topologia convencional e da topologia proposta, com uma e duas portadoras PWM. Desses resultados, nota-se que é possível obter uma THD da corrente i_g menor que a da topologia convencional, usando duas portadoras PWM, se $l_n \geq 0,6$ (isto é $l_g(P) \geq 0,6l_g(C)$). São mostradas na Figura 2.23(b), as curvas das THDs da corrente i_g da topologia convencional e da topologia proposta, usando uma ou quatro portadoras PWM. Dessas curvas, é possível observar

que, usando quatro portadoras PWM, com $\mu = 0,5$, a THD da corrente i_g é sempre menor que a THD da topologia convencional, para $l_n \geq 0,4$.

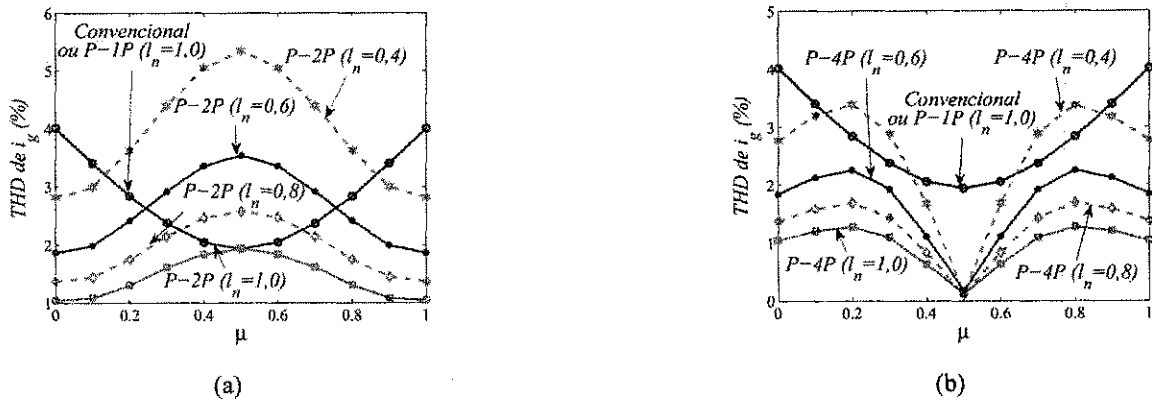


Figura 2.23: Especificação dos indutores em termo da THD da corrente i_g em função de μ . (a) Usando duas portadoras PWM. (b) Usando quatro portadoras PWM.

Contudo, a redução no valor dos indutores de filtro piora as THDs das correntes internas, como mostrado na Figura 2.24, para corrente i_{1a} , como também, aumenta as componentes de alta frequência da corrente de circulação i_{o1} . Os perfis das THDs das outras correntes internas, i_{1b} , i_{3a} e i_{3b} , são similares aos da corrente i_{1a} e não serão apresentados. Dos resultados, percebe-se que os valores das THDs da corrente i_{1a} obtidos com duas portadoras PWM são próximos dos valores das THDs obtidos com uma portadora PWM. Se por um lado, a THD da corrente i_g da topologia proposta usando duas portadoras PWM, com $\mu = 1$, é menor que a THD da corrente i_g fornecida pela topologia convencional (com $\mu = 0,5$), quando $l_n = 0,6$, por outro lado, as THDs das correntes internas são cinco vezes maiores [veja a Figura 2.24(a)]. Usando quatro portadoras PWM, a THD das correntes internas é muito maior que a THD obtida com uma portadora PWM. Para $l_n = 0,6$, a THD usando quatro portadoras, com $\mu = 0,5$, é quase sete vezes maior que a THD obtido usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$.

Portanto, a utilização de duas ou quatro portadoras PWM reduz a THD da corrente da rede i_g , mas, aumenta a THD das correntes internas. Isso ocorre porque, usando duas portadoras PWM defasadas de 180° ou quatro portadoras PWM defasadas de 90° , as componentes de alta frequência das correntes internas de cada conversor cancelam entre si, de forma que, a corrente resultante entregue à rede elétrica tenha uma menor quantidade das componentes de alta frequência [10].

2.2.6 Análise da THD em Função da Frequência Chaveamento

Devido a conexão em paralelo dos conversores, é possível reduzir a taxa de distorção harmônica da corrente da rede monofásica. Isto permite reduzir os valores das indutâncias de filtro, como discutido anteriormente ou reduzir a frequência de chaveamento. Com esse objetivo, nesta subseção será calculada a taxa de distorção harmônica da corrente i_g para diferentes valores da

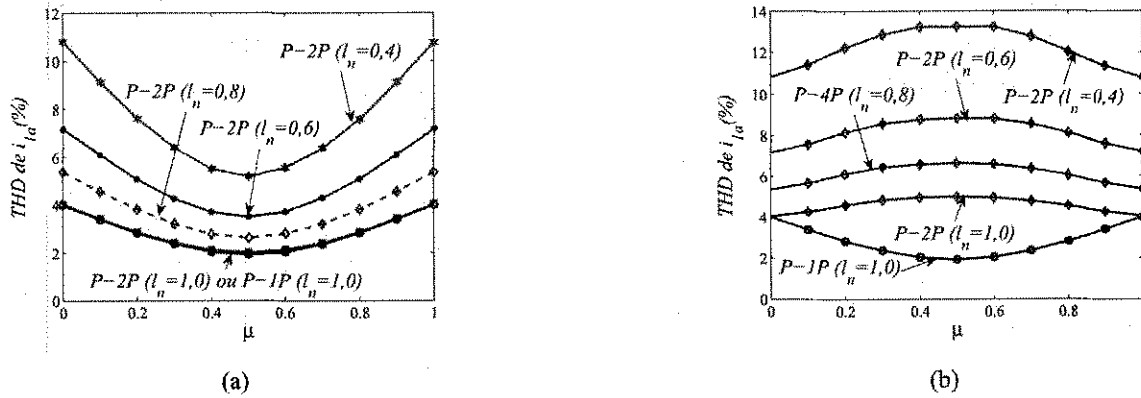


Figura 2.24: Especificação dos indutores em termo da THD da corrente i_{la} em função de μ . (a) Usando duas portadoras PWM. (b) Usando quatro portadoras PWM.

frequência de chaveamento f_{ch} , considerando $l_n = 1, 0$.

Os resultados das THDs da corrente i_g , usando duas ou quatro portadoras PWM em função do fator de distribuição de roda livre, μ , com diferentes valores da frequência de chaveamento, são mostrados na Figura 2.25. Desses resultados, nota-se que, usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0$ ou $\mu = 1$, é possível obter a THD da corrente i_g menor que a da topologia convencional (com $f_{ch} = 10kHz$), quando $f_{ch} \geq 6kHz$. Uma maior redução da frequência de chaveamento pode ser obtida usando quatro portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. Nesse caso, é possível trabalhar com uma frequência $f_{ch} \geq 4kHz$ e ainda obter a THD menor que a da topologia convencional, com $f_{ch} = 10kHz$.

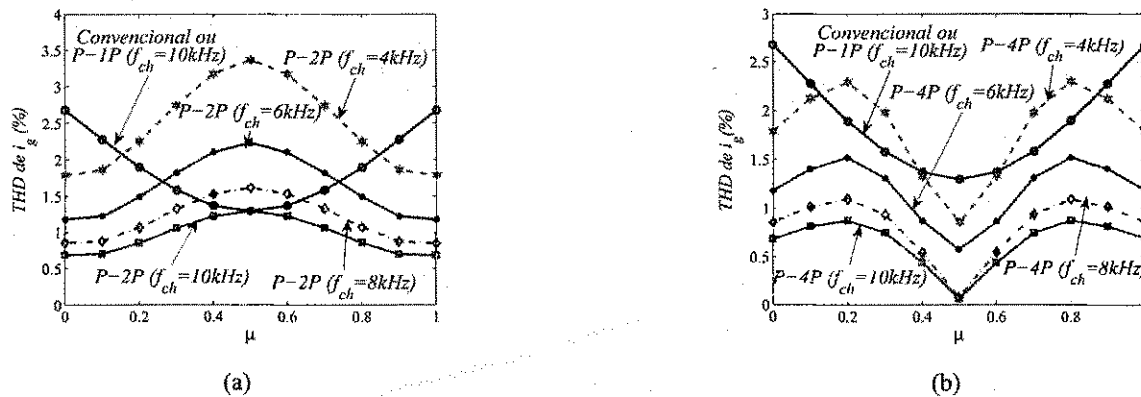


Figura 2.25: THD da corrente i_g para diferentes frequências de chaveamento em função de μ , para a topologia MM8B2B. (a) Usando duas portadoras PWM. (b) Usando quatro portadoras PWM.

2.2.7 Barramento CC

Existem somente dois possíveis valores para as tensões de polo, isto é $v_c^*/2$ e $-v_c^*/2$, onde v_c^* é a tensão de referência no banco de capacitores. 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 (2.54)-(2.61), a tensão do barramento CC, mínima, desejada para a topologia MM8B2B, é

$$v_{c1}^* \geq \max |v_{1a0_1}^* - v_{1b0_1}^*| \quad (2.76)$$

$$v_{c1}^* \geq \max |v_{2a0_1}^* - v_{2b0_1}^*| \quad (2.77)$$

$$v_{c2}^* \geq \max |v_{3a0_2}^* - v_{3b0_2}^*| \quad (2.78)$$

$$v_{c2}^* \geq \max |v_{4a0_2}^* - v_{4b0_2}^*|. \quad (2.79)$$

A partir das equações (2.25)-(2.28), a tensão v_{c1}^* mínima desejada para o banco de capacitores dos conversores 1 e 2, é definida por:

$$v_{c1}^* \geq \max |v_1| \quad (2.80)$$

$$v_{c1}^* \geq \max |v_2| \quad (2.81)$$

e a tensão v_{c2}^* mínima para o barramento CC dos conversores 2 e 4, é dada por:

$$v_{c2}^* \geq \max |v_3| \quad (2.82)$$

$$v_{c2}^* \geq \max |v_4|. \quad (2.83)$$

Dessas equações, percebe-se que as tensões v_{c1}^* e v_{c2}^* dos dois barramentos CC são definidas pelas equações (2.81) e (2.83), pois, para cargas indutivas $v_2 > v_1$. Portanto, as tensões v_{c1}^* e v_{c2}^* são iguais à tensão mínima desejada para a topologia convencional. Desse modo, são mostradas, na Figura 2.26, as tensões mínimas desejadas para a topologia MM8B2B e para a topologia convencional, obtidas por simulação, em função do ângulo de defasagem da tensão da carga em relação à tensão da rede (ε). O ângulo de defasagem ε será variado de $[-180^\circ, 180^\circ]$. Para retirar esses resultados, foram utilizados os parâmetros mostrados na Tabela A.3. A partir da Figura 2.26, percebe-se que, tanto para a topologia convencional como para a topologia proposta, as tensões nos capacitores dos barramentos CC não dependem do ângulo ε .

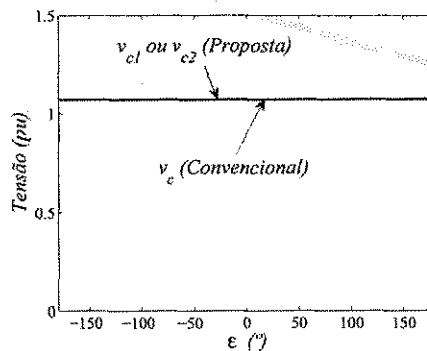


Figura 2.26: Tensão mínima necessária no barramento CC.

Uma aproximação encontrada na literatura para determinar a capacitância mínima necessária é definida em [10], [24]:

$$C_1 = \frac{i_{c1} \Delta t}{\Delta v_{c1}} \quad (2.84)$$

$$C_2 = \frac{i_{c2} \Delta t}{\Delta v_{c2}} \quad (2.85)$$

onde $i_{c1} = s_{q1a}i_{1a} + s_{q1b}i_{1b} - s_{q2a}i_{2a} - s_{q2b}i_{2b}$ e Δv_{c1} são, respectivamente, a corrente e a oscilação de tensão no barramento CC dos conversores 1 e 2, e $i_{c2} = s_{q3a}i_{3a} + s_{q3b}i_{3b} - s_{q4a}i_{4a} - s_{q4b}i_{4b}$ e Δv_{c2} são, respectivamente, a corrente e a oscilação de tensão do barramento CC dos conversores 3 e 4.

A quantidade da energia total requerida, para ser armazenada nos capacitores dos barramentos CC da topologia MM8B2B, é a mesma da configuração convencional, portanto, a quantidade de energia a ser armazenada em cada barramento CC da topologia proposta é a metade da energia total a ser armazenada no barramento CC da topologia convencional. Como as tensões nos barramentos CC da topologia MM8B2B são iguais a tensão da topologia convencional ($v_{c1} = v_{c2} = v_c$), e as correntes são iguais à metade da corrente da topologia convencional ($i_{c1} = i_{c2} = i_c/2$), tem-se que, a capacitância mínima será igual à metade da capacitância da topologia convencional ($C_1 = C_2 = C/2$). Apesar disso, o valor da capacitância de cada barramento CC será considerado igual ao valor da capacitância do barramento CC da topologia convencional, pois, o objetivo principal deste trabalho é a utilização de conversores de mesma potência em paralelo de forma a aumentar a confiabilidade do sistema.

Outra característica importante do projeto do barramento CC é o esforço da corrente do capacitor (corrente *RMS*) que é responsável pelas perdas de potência dos capacitores do barramento CC. O aumento da corrente *RMS* significa o aumento das perdas e o aumento da temperatura do barramento CC, o que reduz o tempo de vida dos capacitores. As perdas de potência dos capacitores são calculadas em [57]

$$P_{c,loss} = \sum_{h=1}^{N_h} ESR(h) I_c^2(h) \quad (2.86)$$

onde *ESR* é a resistência em série equivalente (do inglês *Equivalent Series Resistance*) e $I_c(h)$ é a componente harmônica da corrente do capacitor. Vários trabalhos apresentam diferentes técnicas e modelos que permitem estimar a *ESR* do capacitor eletrolítico [52], [53], [54], [57], [81] e [82]. 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 [24], [82], [83]. Podendo ser considerada igual a 45% da resistência em série equivalente medida numa frequência de 100Hz [24], [83]. Desse modo, a partir da equação (2.86), encontra-se

$$P_{c,loss} = P_{c,loss}^{lf} + P_{c,loss}^{hf} \quad (2.87)$$

com

$$P_{c,loss}^{lf} = \sum_{h=1}^{50} ESR(h) I_c^2(h) \quad (2.88)$$

e

$$P_{c,loss}^{hf} = 0,45ESR_{(100Hz)} \sum_{h>50}^{N_h} I_c^2(h) \quad (2.89)$$

onde $P_{c,loss}^{lf}$ representa as perdas de potência, para harmônicas de baixa ordem, causadas principalmente pelo controle e pela conexão com a rede elétrica monofásica e $P_{c,loss}^{hf}$ representa as perdas de potência, das harmônicas de alta frequência, causadas pela frequência de chaveamento. Se por um lado, a variação da resistência em série é pequena com a variação da frequência, por outro, a variação da ESR com a capacitância é muito maior [10]. Quando a capacitância é dobrada, o valor de ESR é reduzido praticamente à metade.

Para estimar as perdas de potência dos capacitores do barramento CC é necessário determinar a corrente RMS do capacitor do barramento CC que é definida em [57]:

$$I_{c,rms} = \sqrt{\sum_{h=1}^{N_h} I_c^2(h)}. \quad (2.90)$$

Dividindo a corrente RMS em uma componente de baixa frequência e uma componente de alta frequência, tem-se

$$I_{c,rms} = I_{c,rms}^{lf} + I_{c,rms}^{hf} \quad (2.91)$$

com

$$I_{c,rms}^{lf} = \sqrt{\sum_{h=1}^{50} I_c^2(h)} \quad (2.92)$$

e

$$I_{c,rms}^{hf} = \sqrt{\sum_{h>50}^{N_h} I_c^2(h)} \quad (2.93)$$

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.

Dessa maneira, a partir da equação (2.89), encontra-se [56]

$$P_{c,loss}^{hf} = 0,45ESR_{(100Hz)} (I_{c,rms}^{hf})^2 \quad (2.94)$$

Como a ESR pode ser considerada praticamente 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 dos capacitores do barramento CC é determinada pela redução das oscilações de alta frequência da corrente RMS do capacitor.

A Figura 2.27 ilustra o espectro das harmônicas da corrente do capacitor da topologia convencional e da topologia MM8B2B. As curvas mostradas nessa figura são: da topologia convencional, com $\mu = 0$, $\mu = 0,5$ ou $\mu = 1$, da topologia proposta do barramento I usando uma, duas ou quatro portadoras PWM, com $\mu = 0$, $\mu = 0,5$ ou $\mu = 1$. Os resultados foram obtidos a partir de

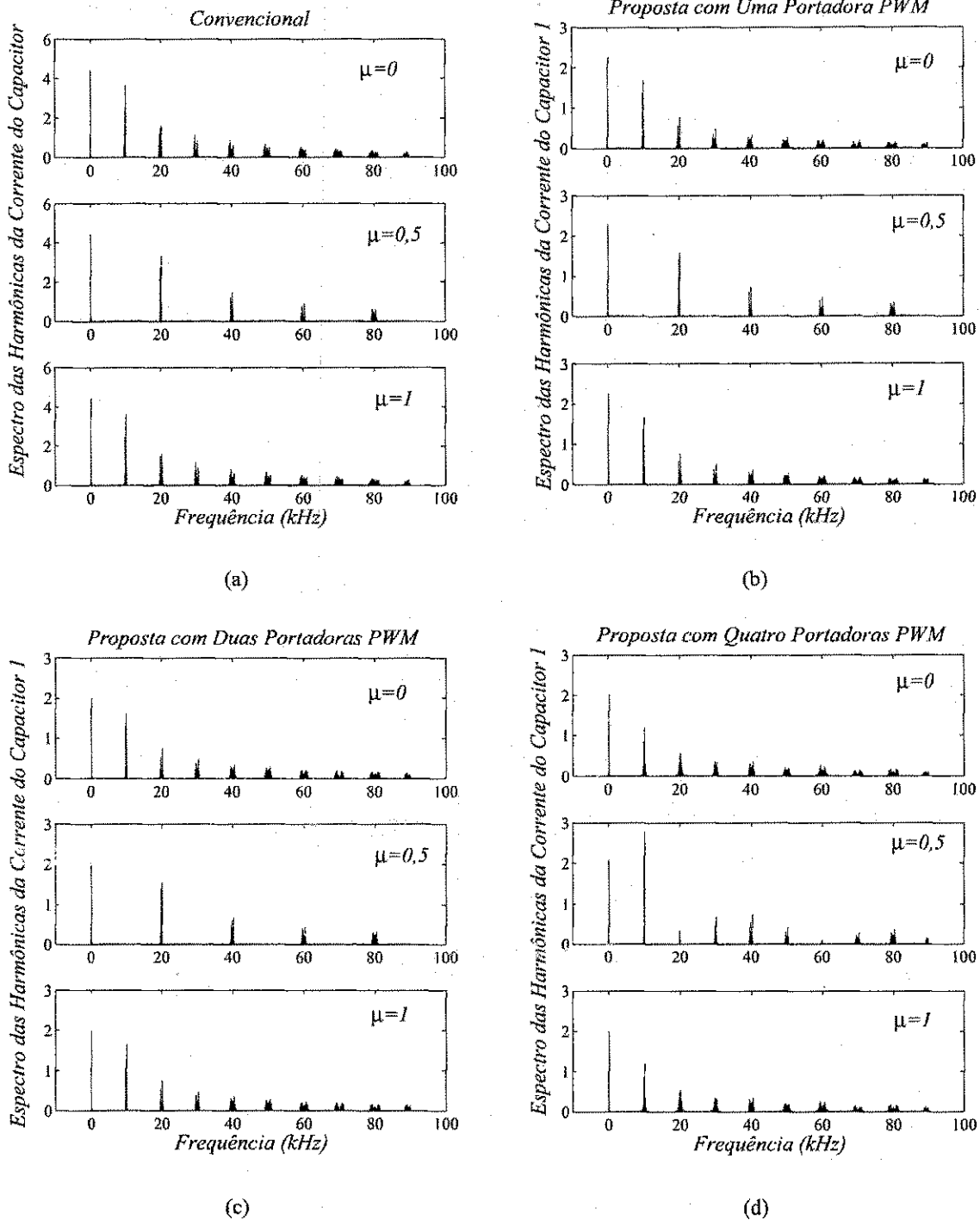


Figura 2.27: Espectro das harmônicas da corrente do capacitor. (a) i_c da topologia convencional. (b) i_{c1} da topologia MM8B2B usando uma portadora PWM. (c) i_{c1} da topologia MM8B2B usando duas portadoras PWM. (d) i_{c1} da topologia MM8B2B usando quatro portadoras PWM.

um programa de simulação, utilizando parâmetros apresentados na Tabela A.4. Os espectros das harmônicas dos capacitores do barramento CC 2, são iguais aos do barramento CC 1.

Para a topologia convencional, a redução nas harmônicas de alta frequência é obtida quando se escolhe $\mu = 0,5$, conforme mostrado na Figura 2.27(a). Como a topologia proposta, possui dois barramentos CC, a corrente em cada barramento é metade da corrente da topologia convencional, isto é, $i_{c1} = i_{c2} = i_c/2$. Portanto, as amplitudes das componentes harmônicas das correntes dos capacitores, para a topologia proposta, com uma, duas ou quatro portadoras PWM são iguais à metade das amplitudes dos espectros das harmônicas da topologia convencional. Com uma portadora PWM, tem-se uma redução nas 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 igual ao caso usando uma portadora PWM. Para $\mu = 0$ ou $\mu = 1$, as amplitudes das harmônicas de alta frequência são maiores. Já com quatro portadoras PWM, tem-se o aumento das harmônicas de alta frequência. A maior redução das harmônicas de alta frequência é obtida para a topologia proposta, com uma ou duas portadoras PWM e $\mu = 0,5$.

A Tabela 2.1 mostra os valores da corrente $I_{c,rms}^{hf}$ da topologia proposta, calculados pela equação (2.93) a partir dos espectros das harmônicas das correntes dos capacitores, mostrados na Figura 2.27(a), normalizados pela corrente RMS da topologia convencional, ou seja $I_{c,rms}^{hf}(P)/I_{c,rms}^{hf}(C)$. Como a corrente i_{c1} é igual à corrente i_{c2} , são mostrados apenas os resultados calculados para a corrente i_{c1} . A maior redução da corrente $I_{c,rms}^{hf}$ foi obtida para a topologia proposta, usando uma ou duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. Nesse caso, a redução na corrente RMS de alta frequência foi de 50% em comparação com a topologia convencional, com $\mu = 0,5$.

Tabela 2.1: Corrente $I_{c,rms}^{hf}(P)/I_{c,rms}^{hf}(C)$ do espectro das harmônicas da corrente do capacitor.

Corrente $I_{c,rms}^{hf}(P)/I_{c,rms}^{hf}(C)$			
Estratégias PWM	$\mu = 0$	$\mu = 0,5$	$\mu = 1$
P-1P	0,55	0,50	0,55
P-2P	0,57	0,50	0,57
P-4P	0,57	0,74	0,57

As perdas de potência de alta frequência ($P_{c,loss}^{hf}$), são definidas pela equação (2.94). Como a capacitância da topologia proposta é considerada igual à capacitância da topologia convencional, a resistência em série equivalente da topologia proposta é igual à resistência em série equivalente da topologia convencional, ou seja, $ESR_{100Hz}(P) = ESR_{100Hz}(C)$. A redução na corrente RMS de alta frequência do capacitor (para a topologia proposta usando uma ou duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$), foi aproximadamente 50,0% em relação à topologia convencional. Portanto, as perdas de potência de alta frequência nos capacitores dos dois barramentos CC equivalem a 50% das perdas da topologia convencional. Apenas para o caso com quatro portadoras PWM e $\mu = 0,5$, tem-se o aumento nas perdas ($P_{c,loss}^{hf}$) em comparação com a topologia convencional. Nesse caso, o aumento das perdas foi aproximadamente 11%.

2.2.8 Perdas nos Semicondutores

Quando se propõem diferentes topologias de conversores, torna-se muito importante determinar as perdas de potência nos semicondutores. Uma boa estimativa dessas perdas permite avaliar o rendimento das topologias propostas em comparação com as topologias ditas convencionais. Nesse contexto, alguns trabalhos têm apresentado métodos para estimar as perdas de chaveamento e condução nas chaves de potência [58], [59] e [84].

Neste trabalho, a estimativa das perdas é obtida usando a técnica apresentada em [58] e [59], 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. Esse modelo de regressão é usado para ajustar os pontos discretos, de forma a determinar os modelos simplificados das perdas de condução no transistor bipolar de porta isolada IGBT (do inglês *Insulated Gate Bipolar Transistor*) e no diodo, e as perdas por chaveamento no IGBT e no diodo (condução reversa). As perdas são definidas pelas seguintes equações:

$$P_{cd} = a(T_j)^b i_{col} + c(T_j)^d (i_{col})^2 + e(T_j)^f (i_{col})^3 \quad (2.95)$$

$$P_{ch} = \frac{1}{\Delta t} [(a(v_c)^b (T_j)^c + d(v_c)^e (T_j)^f i_{col} + g(v_c)^h (T_j)^2 (i_{col})^2)] \quad (2.96)$$

onde T_j é a temperatura de junção, a , b , c , d , e , f , g , h e i são os parâmetros do modelo, i_{col} é a corrente instantânea de coletor e v_c é a tensão do barramento CC.

No levantamento experimental realizado em [58], utilizou-se uma chave IGBT com módulo dual CM50DY-24H, produzido pela POWEREX, com o drive SKHI-10 da SEMIKRON.

Na Figura 2.28, são mostradas as perdas estimadas em simulação da topologia MM8B2B (apresentada na Figura 2.2), usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$, duas portadoras PWM, com $\mu = 0$, e da topologia convencional, com $\mu = 0,5$. Esses resultados foram obtidos para três cargas com potências de 2kVA, 4kVA e 6kVA, usando os parâmetros apresentados na Tabela A.4. As perdas mostradas nessas figuras são: perdas de condução (P_{cd}), perdas de chaveamento (P_{ch}) e perdas totais ($P_t = P_{cd} + P_{ch}$).

Dos resultados apresentados, percebe-se que as perdas de condução da topologia MM8B2B são sempre menores que as da topologia convencional (C). Também nota-se que, com o aumento da potência da carga as perdas totais da topologia proposta, tornam-se menores que as da topologia convencional. Apesar do aumento nos dispositivos semicondutores (16 chaves de potência), para a topologia MM8B2B, tem-se uma redução nas perdas totais devido à divisão do fluxo de potência entre os conversores conectados em paralelo (metade da corrente da topologia convencional). A maior redução nas perdas nos semicondutores é obtida com o uso de duas portadoras PWM ($P-2P$) e $\mu = 0$.

São mostradas, na Tabela 2.2, as perdas totais da topologia proposta normalizadas em função das perdas da topologia convencional, isto é, $P_t(P)/P_t(C)$. Observa-se que, a maior redução nas perdas ocorreram usando duas portadoras PWM ($P-2P$), com $\mu = 0$. Nesse caso, a redução nas perdas totais foi de 40% em relação a da topologia convencional.

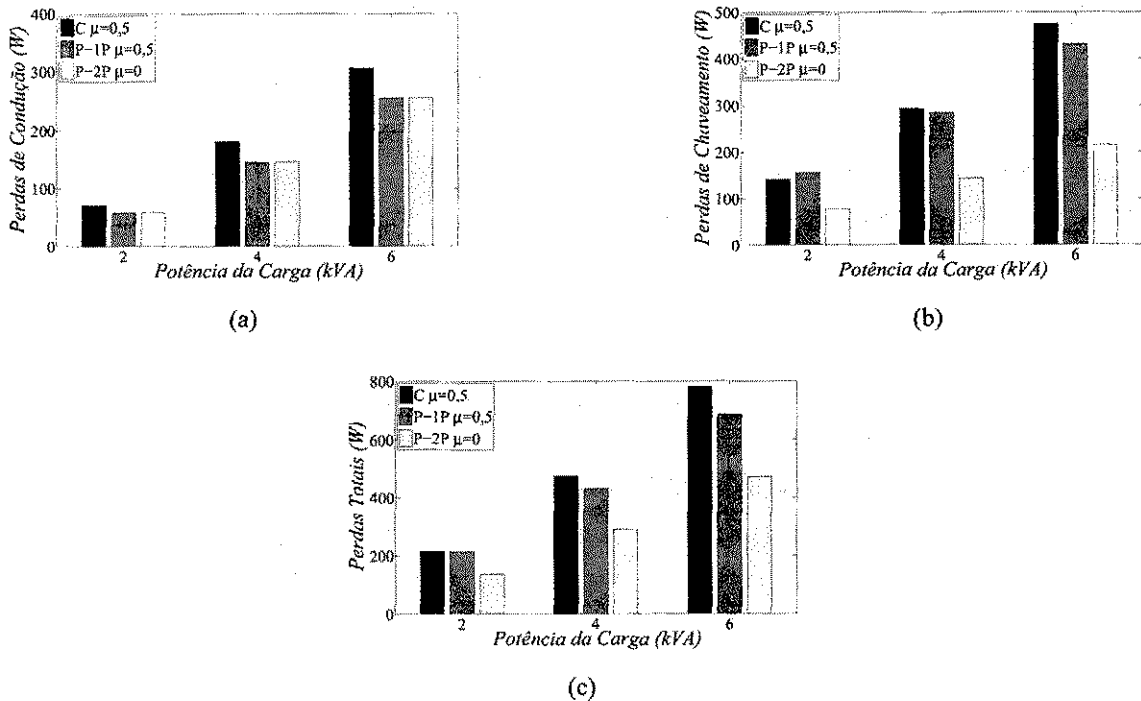


Figura 2.28: Perdas estimadas nos conversores da topologia MM8B2B. (a) Perdas de Condução P_{cd} . (b) Perdas de chaveamento P_{ch} . (c) Perdas totais $P_t = P_{cd} + P_{ch}$.

Como as perdas obtidas usando duas ou quatro portadoras PWM, com $\mu = 0,5$, são iguais às perdas obtidas usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$, e as perdas obtidas usando quatro portadoras PWM (com $\mu = 0$ ou $\mu = 1$) ou usando duas portadoras PWM, com $\mu = 1$, são iguais às obtidas usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0$, elas não serão apresentadas.

Tabela 2.2: Perdas totais da topologia MM8B2B, normalizadas em relação as perdas da topologia convencional.

Perdas totais [$P_t(P)/P_t(C)$]			Potências da Carga		
Estratégias PWM		2kVA	4kVA	6kVA	
P-1P	$\mu = 0,5$	1,0	0,91	0,88	
P-2P	$\mu = 0$	0,64	0,61	0,60	

2.2.9 Resultados de Simulação

O comportamento dinâmico do conversor CA-CC-CA MM8B2B, apresentado na Figura 2.2, foi estudado através de um programa de simulação dinâmica. Esses resultados foram obtidos considerando o sistema equilibrado com os parâmetros definidos na Tabela A.4.

Os resultados de simulação são apresentados nas Figuras 2.29-2.36. As curvas mostradas nessas figuras são: tensão (e_g) e corrente (i_g) da rede monofásica, corrente interna do conversor 1 (i_{1a}), corrente interna do conversor 3 (i_{3a}), corrente de circulação (i_{o1}), tensão do barramento CC 1 (v_{c1}),

tensão do barramento CC 2 (v_{c2}), corrente da carga monofásica (i_l) e tensão da carga monofásica (e_l).

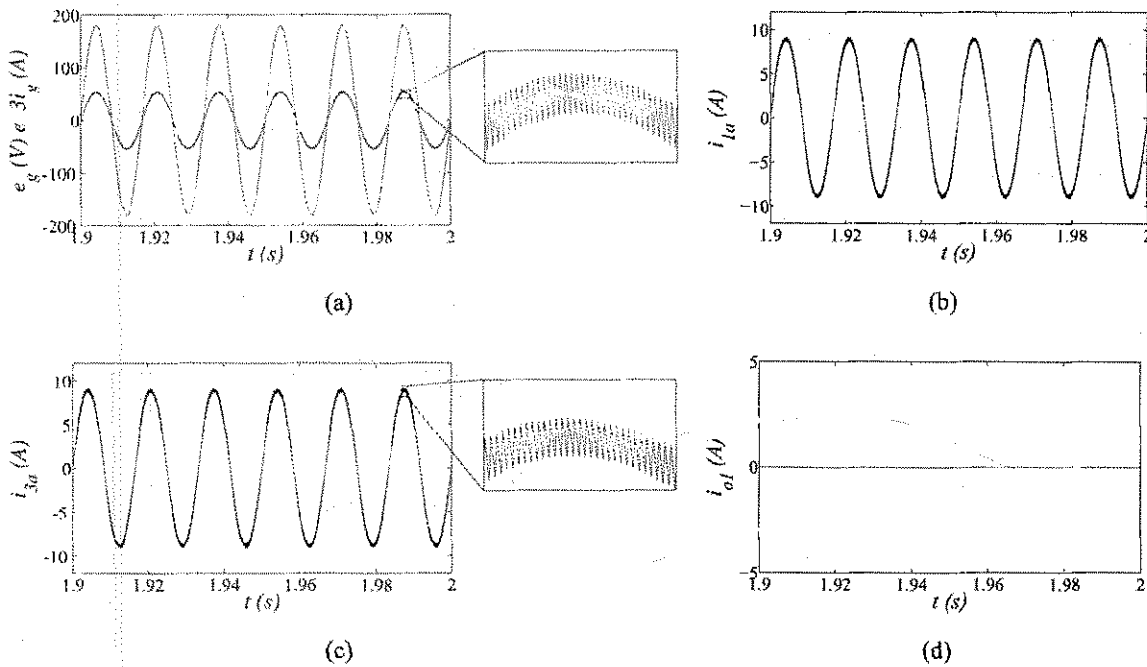


Figura 2.29: Resultados de simulação da topologia MM8B2B usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão e corrente da rede (e_g e i_g). (b) Corrente (i_{1a}). (c) Corrente (i_{3a}). (d) Corrente de circulação (i_{o1}).

Nas Figuras 2.29 e 2.30, são mostrados os resultados utilizando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. Desses resultados, nota-se que a corrente da rede é senoidal e está em fase com a tensão da rede [veja a Figura 2.29(a)]. Devido à conexão em paralelo, as correntes internas da topologia MM8B2B equivalem à metade da corrente da rede da topologia convencional [Figuras 2.29(b) e 2.29(c)]. Além disso, por usar uma única portadora PWM, a corrente de circulação é nula [Figura 2.29(d)]. As tensões em cada capacitor estão devidamente controladas e, em virtude da conexão com a rede monofásica, tem-se uma oscilação de segunda harmônica nessas tensões [Figuras 2.30(a) e 2.30(b)]. Por fim, observa-se que a tensão na carga está devidamente controlada, Figura 2.30(d).

Nas Figuras 2.31 e 2.32, são vistos os resultados utilizando duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. Desses resultados, percebe-se que a rede apresenta as mesmas componentes de alta frequência da corrente i_g , com uma portadora PWM, conforme mostrada na Figura 2.31(a). Além disso, as correntes internas e a corrente de circulação estão controladas. Devido a utilização de duas portadoras PWM, tem-se um aumento nas componentes de alta frequência nessas correntes [Figuras 2.31(b), 2.31(c) e 2.31(d)].

Outros resultados obtidos com duas portadoras PWM, com $\mu = 1$, são ilustrados nas Figuras 2.33 e 2.34. Observa-se uma redução nas componentes de alta frequência da corrente i_g em comparação ao caso usando uma portadora PWM [veja a Figura 2.33(a)]. Além disso, tem-se um

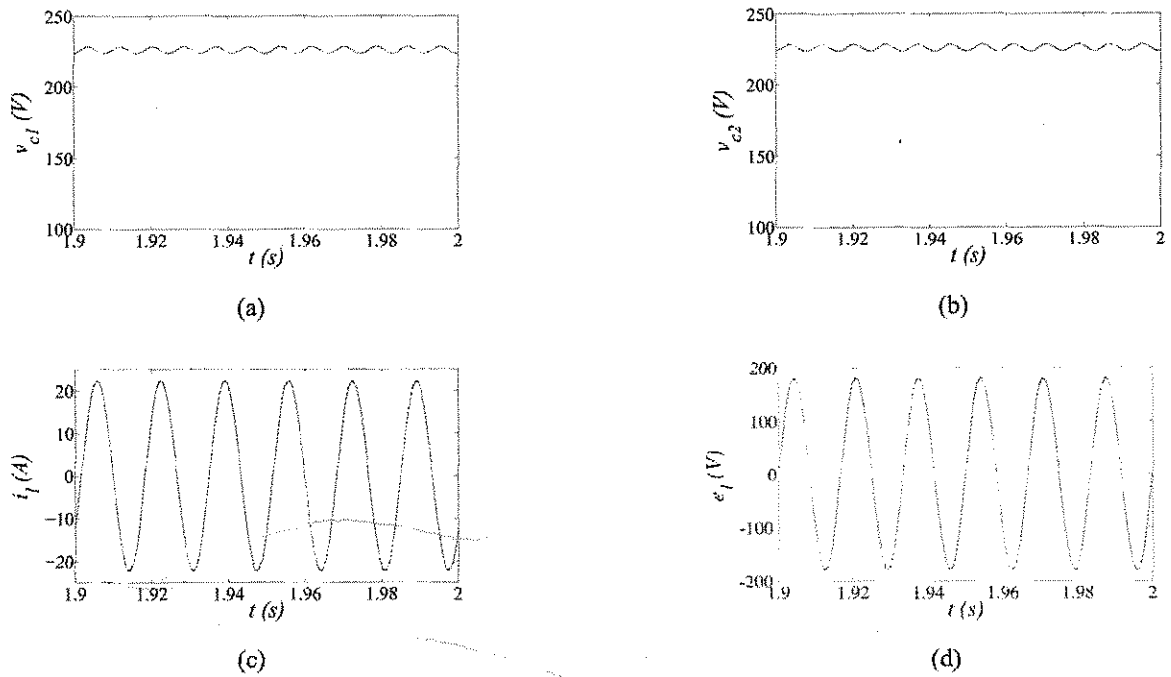


Figura 2.30: Resultados de simulação da topologia MM8B2B usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão do barramento 1 (v_{c1}). (b) Tensão do barramento 2 (v_{c2}). (c) Corrente da carga (i_l). (d) Tensão da carga (e_l).

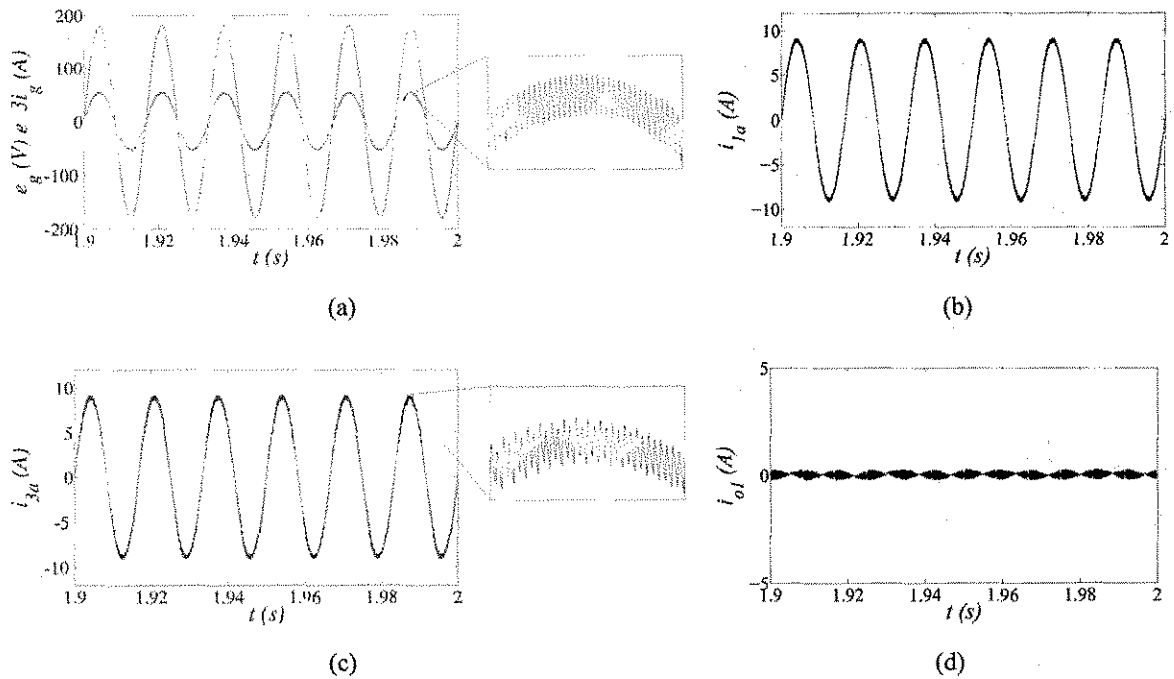


Figura 2.31: Resultados de simulação da topologia MM8B2B usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão e corrente da rede (e_g e i_g). (b) Corrente (i_{1a}). (c) Corrente (i_{3a}). (d) Corrente de circulação (i_{o1}).

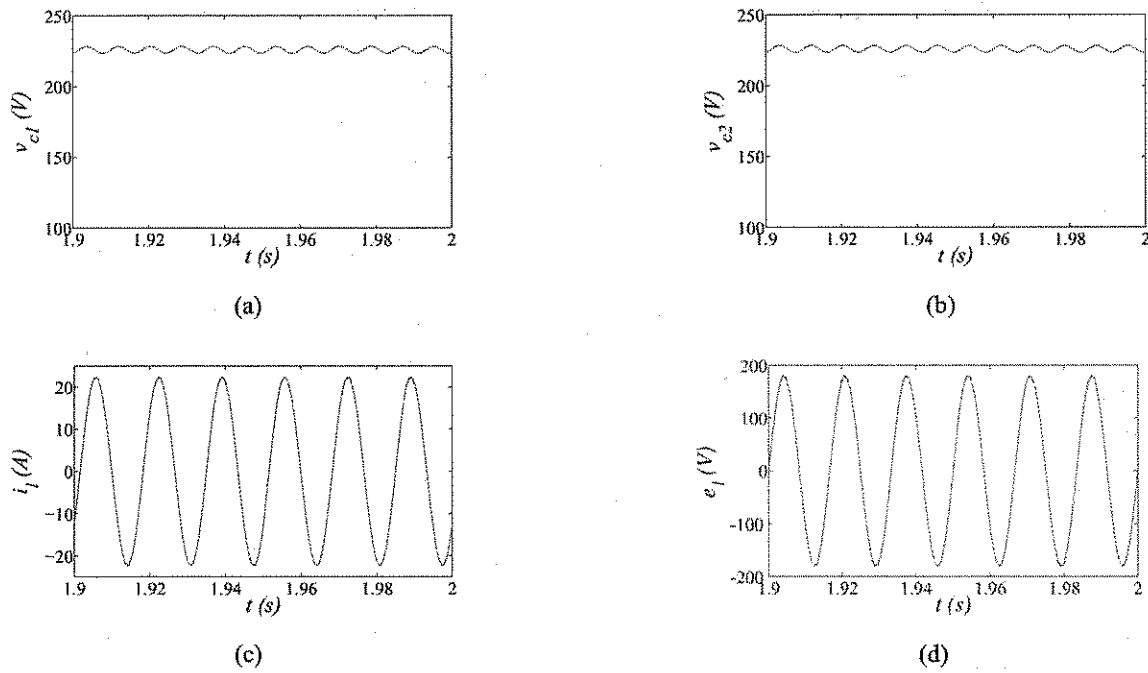


Figura 2.32: Resultados de simulação da topologia MM8B2B usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão do barramento 1 (v_{c1}). (b) Tensão do barramento 2 (v_{c2}). (c) Corrente da carga (i_l). (d) Tensão da carga (e_l).

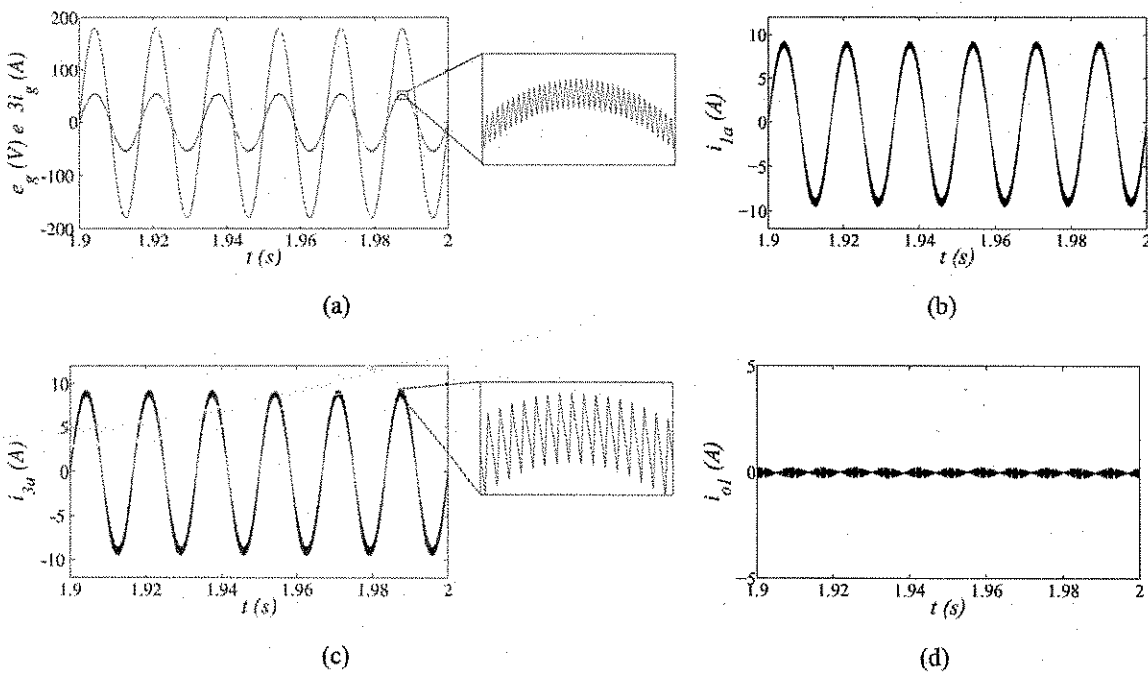


Figura 2.33: Resultados de simulação da topologia MM8B2B usando duas portadoras PWM, com $\mu = 1$. (a) Tensão e corrente da rede (e_g e i_g). (b) Corrente (i_{1a}). (c) Corrente (i_{3a}). (d) Corrente de circulação (i_{o1}).

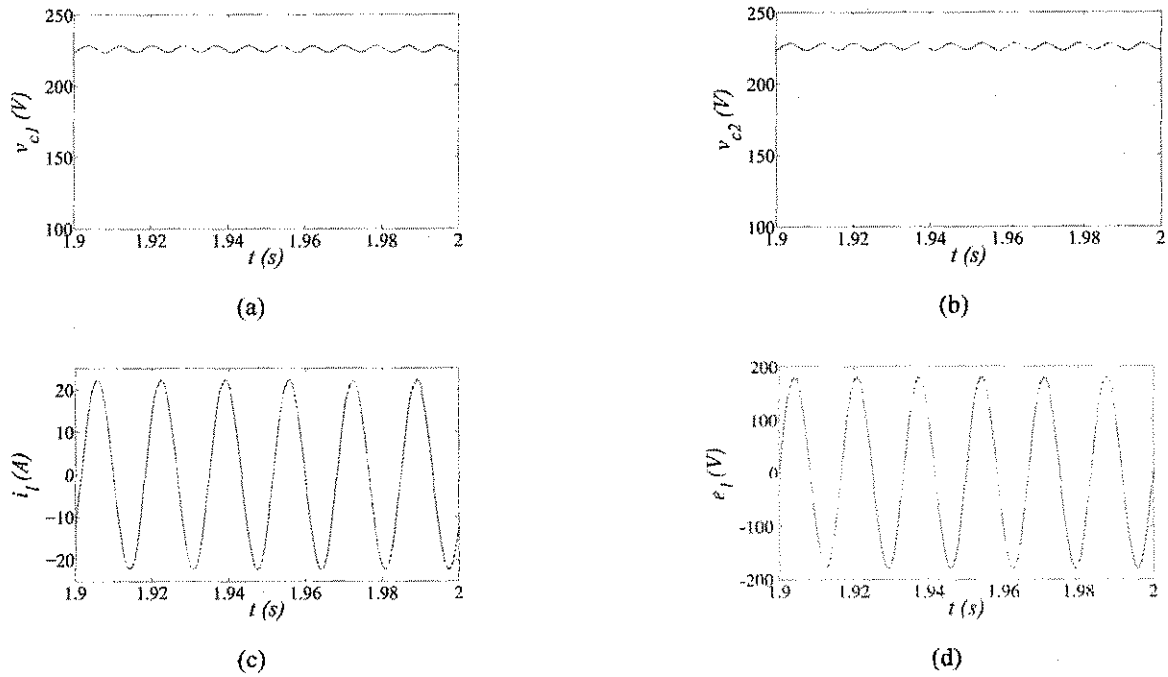


Figura 2.34: Resultados de simulação da topologia MM8B2B usando duas portadoras PWM, com $\mu = 1$. (a) Tensão do barramento 1 (v_{c1}). (b) Tensão do barramento 2 (v_{c2}). (c) Corrente da carga (i_l). (d) Tensão da carga (e_l).

aumento nas oscilações de alta frequência nas correntes internas e na corrente de circulação [como mostrado nas Figuras 2.31(b), 2.31(c) e 2.31(d)], comparado com o caso usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$.

Os resultados usando quatro portadoras PWM, com $\mu = 0,5$, são ilustrados nas Figuras 2.35 e 2.36. Observa-se que, com quatro portadoras PWM a corrente da rede possui o menor valor da THD, como pode ser visto com a redução das componentes de alta frequência, Figura 2.35(a). Por outro lado, tem-se o aumento nas oscilações de alta frequência das correntes internas, como mostrado nas Figuras 2.35(b) e 2.35(c), e da corrente de circulação, quando comparado com o caso com uma portadora PWM, como ilustrado na Figura 2.35(d).

Os resultados usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0$, e quatro portadoras PWM, com $\mu = 0$ e $\mu = 1$, não são apresentados, pois eles são similares aos resultados obtidos usando duas portadoras PWM, com $\mu = 1$.

2.2.10 Desempenho da Topologia MM8B2B

Neste trabalho, o desempenho da topologia proposta em comparação com a topologia convencional foi realizado utilizando três critérios de comparação:

1. WTHD e THD das tensões e correntes da topologia proposta.
2. Perdas de alta frequência nos capacitores, $P_{c,loss}^{hf}$.

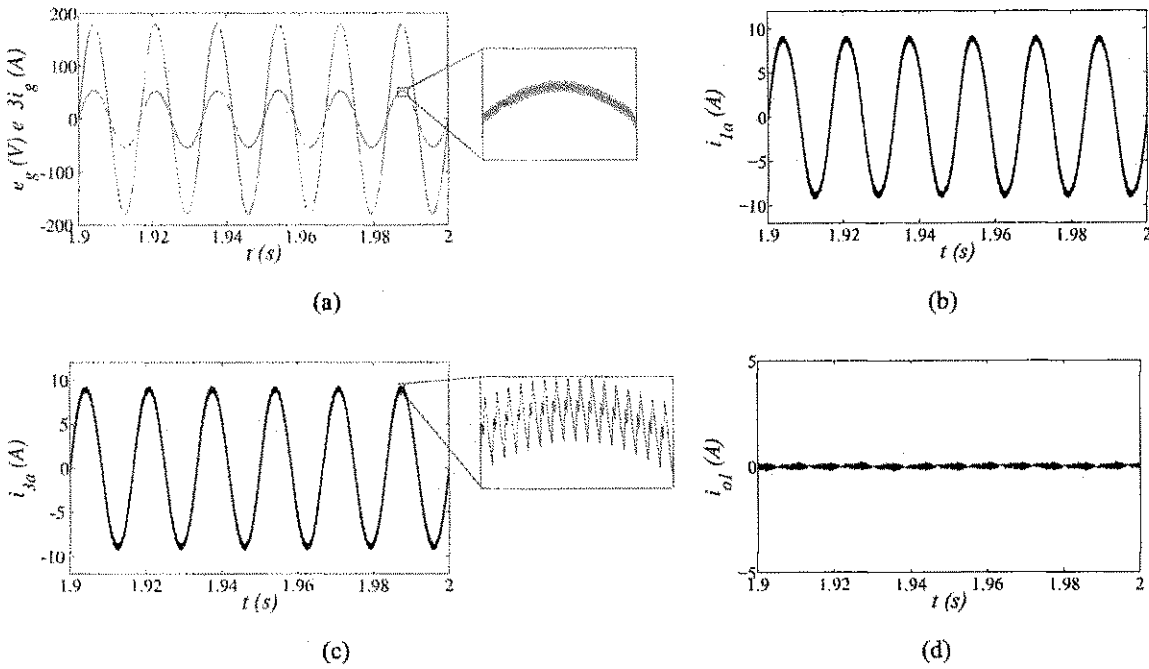


Figura 2.35: Resultados de simulação da topologia MM8B2B usando quatro portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão e corrente da rede (e_g e i_g). (b) Corrente (i_{1a}). (c) Corrente (i_{3a}). (d) Corrente de circulação (i_{o1}).

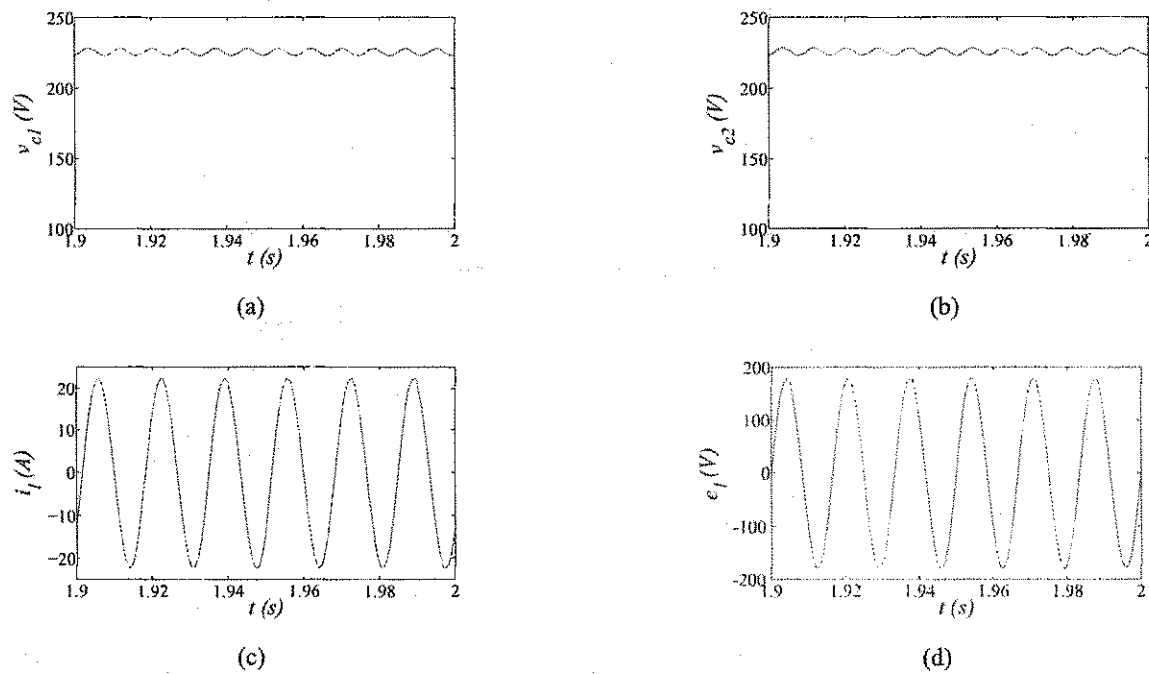


Figura 2.36: Resultados de simulação da topologia MM8B2B usando quatro portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão do barramento 1 (v_{c1}). (b) Tensão do barramento 2 (v_{c2}). (c) Corrente da carga (i_l). (d) Tensão da carga (e_l).

3. Perdas totais nos semicondutores, P_t .

Para análise de cada item citado acima foram consideradas sete diferentes estratégias de controle PWM. Vale salientar que os resultados obtidos com $\mu = 0$ são iguais aos obtidos com $\mu = 1$.

1. Uma portadora PWM ($P-1P$), com $\mu = 0,5$.
2. Duas portadoras PWM ($P-2P$), com $\mu = 0$, $\mu = 0,5$ e $\mu = 1$.
3. Quatro portadoras PWM ($P-4P$), com $\mu = 0$, $\mu = 0,5$ e $\mu = 1$.

A Tabela 2.3 sintetiza o desempenho da topologia MM8B2B, para as diferentes estratégias de controle PWM citadas acima, levando em consideração os três critérios de comparação abordados neste trabalho, em relação ao desempenho da topologia convencional, com $\mu = 0,5$.

Tabela 2.3: Resumo do desempenho da topologia MM8B2B.

Topologia MM8B2B						
PWM	$P-1P$	$P-2P$		$P-4P$		
Critérios	$\mu = 0,5$	$\mu = 0,5$	$\mu = 0$ ou 1	$\mu = 0,5$	$\mu = 0$ ou 1	
WTHD	i_g	1,0	1,0	0,53	0,31	0,53
	e_l	1,0	1,0	0,53	0,31	0,53
	i_{1a}	1,0	1,15	2,07	2,54	2,07
THD(i_g)	l_n	$\geq 1,0$	$\geq 1,0$	$\geq 0,6$	$\geq 0,4$	$\geq 0,6$
	f_{ch}	$\geq 10kHz$	$\geq 10kHz$	$\geq 6kHz$	$\geq 4kHz$	$\geq 6kHz$
$P_{c,loss}^{hf}$	0,50	0,50	0,65	1,10	0,65	
P_t	1,0	1,0	0,64	1,0	0,64	

Em resumo, o desempenho da topologia MM8B2B com uma portadora PWM, é similar ao desempenho da topologia convencional. Se a THD e/ou a WTHD da corrente da rede e/ou da tensão da carga forem utilizadas como fator de mérito, a utilização de quatro portadoras PWM, com $\mu = 0,5$, deve ser selecionada, pois nesse caso, a redução da THD foi de 69% em relação à topologia convencional. Contudo, tem-se um aumento nas perdas de alta frequência dos capacitores (10%), em comparação com a topologia convencional, e as perdas totais nos semicondutores são iguais as da topologia convencional. Uma boa solução, para a topologia proposta, é a utilização de duas portadoras PWM, com $\mu = 0$ ou $\mu = 1$, pois, nesse cenário, tem-se uma redução significativa na THD da corrente i_g (47%), das perdas de alta frequência dos capacitores do barramento CC (35%) e das perdas totais dos conversores (36%) quando comparada com a topologia convencional.

2.3 Conversor Monofásico-Monofásico com Oito Braços e Um Barramento CC

O conversor monofásico-monofásico, com 8 braços e um barramento (MM8B1B), mostrado na Figura 2.37, é formado por quatro conversores monofásicos em ponte completa (conversores 1,

2, 3 e 4), uma carga monofásica, dez impedâncias de filtro $L'_g, L_{1a}, L_{1b}, L_{3a}, L_{3b}$, no lado da rede, e $L_{2a}, L_{2b}, L_{4a}, L_{4b}$ e L'_l , no lado da carga, e um barramento CC. O conversor 1 é formado pelas chaves $q_{1a}, \bar{q}_{1a}, q_{1b}$ e \bar{q}_{1b} , o conversor 2 é formado pelas chaves $q_{2a}, \bar{q}_{2a}, q_{2b}$ e \bar{q}_{2b} , o conversor 3 é formado pelas chaves $q_{3a}, \bar{q}_{3a}, q_{3b}$ e \bar{q}_{3b} e o conversor 4 pelas chaves $q_{4a}, \bar{q}_{4a}, q_{4b}$ e \bar{q}_{4b} .

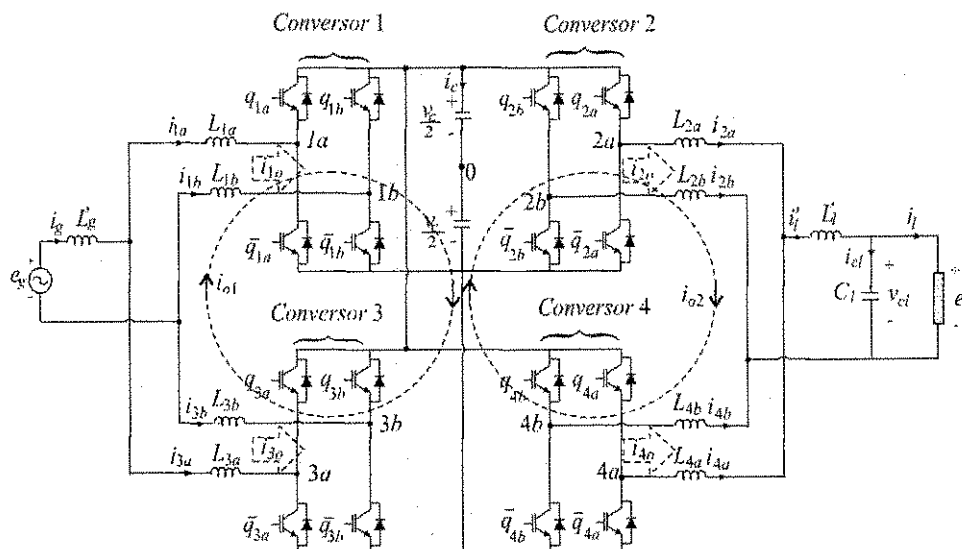


Figura 2.37: Conversor monofásico-monofásico com oito braços e um barramento CC (topologia MM8B1B).

2.3.1 Modelo do Sistema

O modelo do sistema, mostrado na Figura 2.37, com $L'_g = L'_l = 0$ é apresentado a seguir. Os conversores 1 e 3 são modelados pelas equações (2.1)-(2.3), enquanto os conversores 2 e 4 são representado pelas equações (2.4)-(2.8).

Com a conexão de dois conversores em paralelo sem uso de transformadores, para a topologia MM8B1B, tem-se a formação de duas malhas de circulação entre os conversores CA-CC-CA: uma malha entre os conversores 1 e 3, no lado da rede, e a outra malha, entre os conversores 2 e 4, no lado da carga. Para a malha entre os conversores 1 e 3, encontram-se as seguintes equações:

$$z_{1a}i_{1a} - z_{3a}i_{3a} + v_{1a0} - v_{3a0} = 0 \quad (2.97)$$

$$z_{1b}i_{1b} - z_{3b}i_{3b} + v_{1b0} - v_{3b0} = 0 \quad (2.98)$$

e para os conversores 2 e 4, no lado da carga, tem-se

$$z_{2a}i_{2a} - z_{4a}i_{4a} + v_{2a0} - v_{4a0} = 0 \quad (2.99)$$

$$z_{2b}i_{2b} - z_{4b}i_{4b} + v_{2b0} - v_{4b0} = 0. \quad (2.100)$$

Somando a equação (2.97) com a equação (2.98) e a equação (2.99) com a equação (2.100), encontram-se as expressões para as duas tensões de circulação, isto é

$$v_{o1} = z_{1a}i_{1a} + z_{1b}i_{1b} - z_{3a}i_{3a} - z_{3b}i_{3b} \quad (2.101)$$

$$v_{o2} = z_{2a}i_{2a} + z_{2b}i_{2b} - z_{4a}i_{4a} - z_{4b}i_{4b} \quad (2.102)$$

com

$$v_{o1} = -v_{1a0} - v_{1b0} + v_{3a0} + v_{3b0} \quad (2.103)$$

$$v_{o2} = v_{2a0} + v_{2b0} - v_{4a0} - v_{4b0}. \quad (2.104)$$

A partir das correntes de entrada e saída dos conversores, i_{1a} a i_{4b} , as correntes de circulação, de cada conversor, são definidas por:

$$i_{1o} = i_{1a} + i_{1b} \quad (2.105)$$

$$i_{3o} = i_{3a} + i_{3b} \quad (2.106)$$

$$i_{2o} = i_{2a} + i_{2b} \quad (2.107)$$

$$i_{4o} = i_{4a} + i_{4b}. \quad (2.108)$$

Para a topologia MM8B1B, pode-se escrever as correntes de circulação, de cada conversor, em função de duas correntes de circulação, entre os conversores: uma corrente entre os conversores 1 e 3 (i_{o1}) e a outra entre os conversores 2 e 4 (i_{o2}), isto é:

$$i_{o1} = i_{1o} = -i_{3o} \quad (2.109)$$

$$i_{o2} = i_{2o} = -i_{4o}. \quad (2.110)$$

Desta maneira, substituindo as equações (2.105)-(2.110) nas equações (2.1), (2.2), (2.4), (2.5), (2.101) e (2.102), o modelo do sistema, torna-se:

$$e_g = (z_{1a} + z_{1b})i_{1a} - z_{1b}i_{o1} + v_1 \quad (2.111)$$

$$e_g = (z_{3a} + z_{3b})i_{3a} + z_{3b}i_{o1} + v_3 \quad (2.112)$$

$$e_l = -(z_{2a} + z_{2b})i_{2a} + z_{2b}i_{o2} + v_2 \quad (2.113)$$

$$e_l = -(z_{4a} + z_{4b})i_{4a} - z_{4b}i_{o2} + v_4 \quad (2.114)$$

$$v_{o1} = (z_{1a} - z_{1b})i_{1a} - (z_{3a} - z_{3b})i_{3a} + (z_{1b} + z_{3b})i_{o1} \quad (2.115)$$

$$v_{o2} = (z_{2a} - z_{2b})i_{2a} - (z_{4a} - z_{4b})i_{4a} + (z_{2b} + z_{4b})i_{o2}. \quad (2.116)$$

As expressões (2.111)-(2.116) representam o modelo dinâmico da topologia MM8B1B. As tensões v_1 e v_3 são aplicadas para regular as correntes i_{1a} e i_{3a} dos conversores 1 e 3, respectivamente. Já as tensões v_2 e v_4 , dos conversores 2 e 4, são utilizadas para controlar a tensão fornecida à carga monofásica, e as tensões de circulação v_{o1} e v_{o2} são utilizadas para regular as correntes de circulação entre os conversores.

Considerando o sistema equilibrado, ou seja, $z_{1a} = z_{1b} = z_{3a} = z_{3b} = z_1$ e $z_{2a} = z_{2b} = z_{4a} = z_{4b} = z_2$, o modelo do sistema, torna-se:

$$e_g = 2z_1i_{1a} - z_1i_{o1} + v_1 \quad (2.117)$$

$$e_g = 2z_1 i_{3a} + z_1 i_{o1} + v_3 \quad (2.118)$$

$$e_l = -2z_2 i_{2a} + z_2 i_{o2} + v_2 \quad (2.119)$$

$$e_l = -2z_2 i_{4a} - z_2 i_{o2} + v_4 \quad (2.120)$$

$$v_{o1} = 2z_1 i_{o1} \quad (2.121)$$

$$v_{o2} = 2z_2 i_{o2}. \quad (2.122)$$

Somando as equações (2.117) e (2.118) e adicionando a equação (2.3), o modelo do sistema, em função da corrente da rede monofásica é:

$$v_g = \frac{v_1 + v_3}{2} = e_g - z_1 i_g. \quad (2.123)$$

Dessa equação, percebe-se que a corrente da rede i_g não depende da componente da corrente de circulação, e a distorção harmônica dessa corrente depende da componente da tensão média fornecida pelos conversores 1 e 3 $(v_1 + v_3)/2$.

A tensão da carga pode ser escrita de forma similar. Nesse caso é necessário somar as equações (2.119) e (2.120), e adicionando a equação da corrente da carga (2.6), encontra-se:

$$v_l = \frac{v_2 + v_4}{2} = e_l + z_2 i_l' \quad (2.124)$$

dessa equação, nota-se que a distorção harmônica da tensão na carga depende da tensão média fornecida pelos conversores 2 e 4 $(v_2 + v_4)/2$.

Da mesma forma, pode-se escrever o modelo do sistema em função das correntes internas i_{1a} , i_{2a} , i_{3a} e i_{4a} . Portanto, substituindo as equações (2.121) e (2.122) nas equações (2.117)-(2.120), encontram-se as seguintes relações:

$$v_{1a} = v_1 - \frac{v_{o1}}{2} = e_g - 2z_1 i_{1a} \quad (2.125)$$

$$v_{3a} = v_3 + \frac{v_{o1}}{2} = e_g - 2z_1 i_{3a} \quad (2.126)$$

$$v_{2a} = v_2 + \frac{v_{o2}}{2} = e_l + 2z_2 i_{2a} \quad (2.127)$$

$$v_{4a} = v_4 - \frac{v_{o2}}{2} = e_l + 2z_2 i_{4a}. \quad (2.128)$$

Para as correntes i_{1b} , i_{3b} , i_{2b} e i_{4b} a partir das equações (2.105)-(2.108) e (2.117)-(2.120), encontram-se:

$$v_{1b} = v_1 + \frac{v_{o1}}{2} = e_g + 2z_1 i_{1b} \quad (2.129)$$

$$v_{3b} = v_3 - \frac{v_{o1}}{2} = e_g + 2z_1 i_{3b} \quad (2.130)$$

$$v_{2a} = v_2 - \frac{v_{o2}}{2} = e_l - 2z_2 i_{2b} \quad (2.131)$$

$$v_{4b} = v_4 + \frac{v_{o2}}{2} = e_l - 2z_2 i_{4b}. \quad (2.132)$$

A partir dessas equações (2.125)-(2.132), percebe-se que a distorção harmônica das correntes internas não depende somente da tensão gerada pelos conversores, como no caso da topologia convencional, mas também, depende da componente da tensão de circulação.

Adicionando a relação da impedância equivalente no modelo da topologia MM8B1B, as seguintes equações são encontradas:

$$v_g = e_g - z_g i_g \quad (2.133)$$

$$v_l = e_l + z_l i_l' \quad (2.134)$$

com $z_g = z_1$ e $z_l = z_2$ [veja a Figura 2.3].

A generalização dessa topologia com N conversores em paralelo e um barramento CC, considerando $L_g' \neq 0$ e $L_l' \neq 0$, é apresentada no apêndice B.2.

2.3.2 Estratégia PWM

As tensões de polo v_{ka0} e v_{kb0} , com $k = 1, 2, 3, 4$, da configuração MM8B1B, dependem dos estados de condução das chaves, ou seja:

$$v_{ka0} = (2s_{qka} - 1) \frac{v_c}{2} \quad (2.135)$$

$$v_{kb0} = (2s_{qkb} - 1) \frac{v_c}{2} \quad (2.136)$$

onde v_c é a tensão no barramento CC.

Considerando que as tensões de referência v_1^* , v_2^* , v_3^* , v_4^* , v_{o1}^* e v_{o2}^* são determinadas pelos controladores, tem-se:

$$v_1^* = v_{1a0}^* - v_{1b0}^* \quad (2.137)$$

$$v_2^* = v_{2a0}^* - v_{2b0}^* \quad (2.138)$$

$$v_3^* = v_{3a0}^* - v_{3b0}^* \quad (2.139)$$

$$v_4^* = v_{4a0}^* - v_{4b0}^* \quad (2.140)$$

$$v_{o1}^* = -v_{1a0}^* - v_{1b0}^* + v_{3a0}^* + v_{3b0}^* \quad (2.141)$$

$$v_{o2}^* = v_{2a0}^* + v_{2b0}^* - v_{4a0}^* - v_{4b0}^* \quad (2.142)$$

Os sinais de gatilho das chaves, podem ser obtidos diretamente das equações de polo de referência v_{1a0}^* , v_{1b0}^* , v_{2a0}^* , v_{2b0}^* , v_{3a0}^* , v_{3b0}^* , v_{4a0}^* e v_{4b0}^* , desse modo, são necessárias oito equações para o cálculo do PWM. Logo, as equações fornecidas pelos controladores (2.137)-(2.142) não são suficientes para determinar os sinais de gatilho das chaves, sendo necessária a introdução de duas variáveis auxiliares, v_x^* e v_y^* , definidas por:

$$v_x^* = \frac{1}{2} (v_{1a0}^* + v_{1b0}^*) \quad (2.143)$$

$$v_y^* = \frac{1}{2} (v_{2a0}^* + v_{2b0}^*) \quad (2.144)$$

Portanto, a partir das equações (2.143) e (2.144) e das equações (2.137)-(2.142), as tensões de polo de referência serão definidas por:

$$v_{1a0}^* = \frac{v_1^*}{2} + v_x^* \quad (2.145)$$

$$v_{1b0}^* = -\frac{v_1^*}{2} + v_x^* \quad (2.146)$$

$$v_{3a0}^* = \frac{v_3^*}{2} + \frac{v_{o1}^*}{2} + v_x^* \quad (2.147)$$

$$v_{3b0}^* = -\frac{v_3^*}{2} + \frac{v_{o1}^*}{2} + v_x^* \quad (2.148)$$

$$v_{2a0}^* = \frac{v_2^*}{2} + v_y^* \quad (2.149)$$

$$v_{2b0}^* = -\frac{v_2^*}{2} + v_y^* \quad (2.150)$$

$$v_{4a0}^* = \frac{v_4^*}{2} - \frac{v_{o2}^*}{2} + v_y^* \quad (2.151)$$

$$v_{4b0}^* = -\frac{v_4^*}{2} - \frac{v_{o2}^*}{2} + v_y^* \quad (2.152)$$

Dessas equações, observa-se que as tensões de polo dependem das tensões, v_1^* , v_3^* , v_2^* , v_4^* , v_{o1}^* e v_{o2}^* , 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 mínimos das tensões de polo sejam respeitadas a partir das equações

$$v_{x \max}^* = \frac{v_c^*}{2} - v_{x1 \max}^* \quad (2.153)$$

$$v_{x \min}^* = -\frac{v_c^*}{2} - v_{x1 \min}^* \quad (2.154)$$

$$v_{y \max}^* = \frac{v_c^*}{2} - v_{y1 \max}^* \quad (2.155)$$

$$v_{y \min}^* = -\frac{v_c^*}{2} - v_{y1 \min}^* \quad (2.156)$$

onde $v_{x1 \max}^* = \max |V_{x1}^*|$, $v_{x1 \min}^* = \min |V_{x1}^*|$, $v_{y1 \max}^* = \max |V_{y1}^*|$, $v_{y1 \min}^* = \min |V_{y1}^*|$, com $V_{x1}^* = \{v_1^*/2, -v_1^*/2, v_3^*/2 + v_{o1}^*/2, -v_3^*/2 + v_{o1}^*/2\}$, $V_{y1}^* = \{v_2^*/2, -v_2^*/2, v_4^*/2 - v_{o2}^*/2, -v_4^*/2 - v_{o2}^*/2\}$.

As tensões auxiliares, v_x^* e v_y^* , podem ser escritas em função do fator de distribuição de roda livre, μ , a partir das equações (2.68) e (2.69). Os sinais de gatilho das chaves, da topologia MM8B1B, podem ser obtidos pela comparação das tensões de polo com uma, duas ou quatro portadoras PWM, de maneira análoga à topologia MM8B2B apresentada anteriormente [veja a subseção (2.2.2)].

2.3.3 Estratégia de Controle

O diagrama de controle do conversor CA-CC-CA MM8B1B é mostrado na Figura 2.38. A partir desse diagrama de controle, a tensão v_c do barramento CC é regulada pelo controlador PI convencional, representado pelo bloco R_c no seu valor de referência v_c^* . Esse controlador fornece a amplitude de corrente de referência I_g^* desejada na rede monofásica.

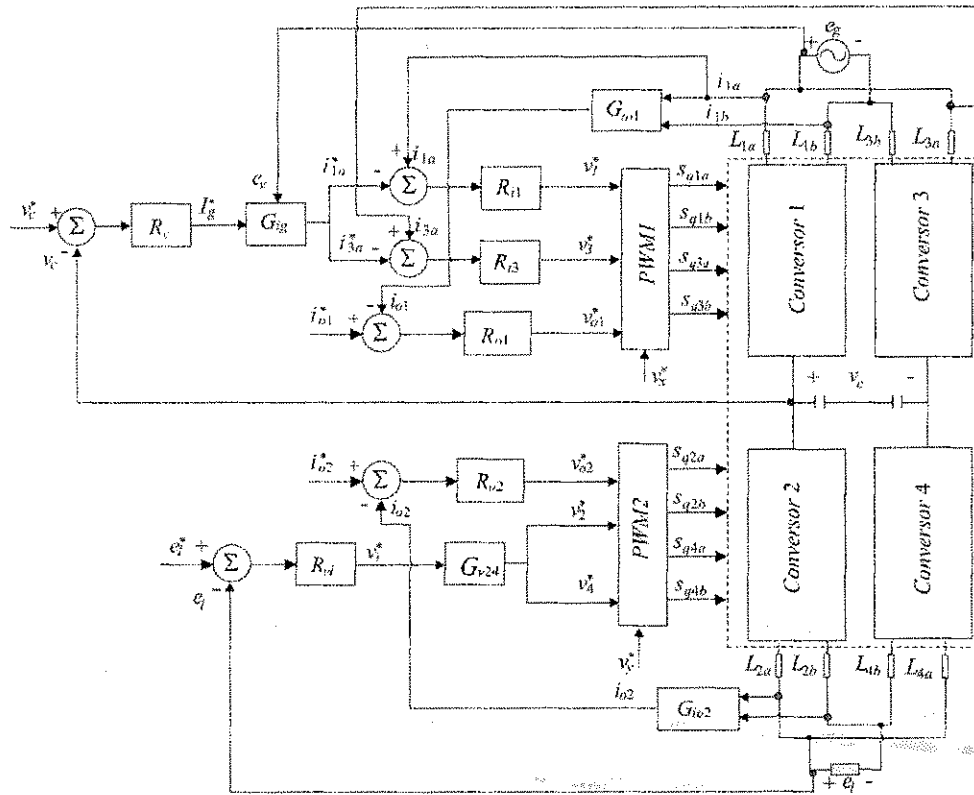


Figura 2.38: Diagrama de blocos do controle do conversor MM8B1B.

O controle do fator de potência é obtido sincronizando a corrente instantânea de referência i_g^* com a tensão da rede monofásica aplicando o bloco de sincronismo G_{sig} , baseado no esquema de um PLL. As referências de corrente, desejadas na entrada dos conversores 1 e 3, são iguais à metade da corrente da rede monofásica ($i_{1a}^* = i_{3a}^* = i_g^*/2$) de forma a dividir igualmente o fluxo de corrente entre os conversores. Os controladores das correntes i_{1a}^* e i_{3a}^* são implementados usando dois controladores de dupla sequência [definidos pelas equações (2.71)-(2.73)], representados pelos blocos R_{i1} e R_{i3} . Esses controladores definem as tensões de referência, v_1^* e v_3^* , desejadas na entrada dos conversores 1 e 3, respectivamente.

A corrente de circulação i_{o1} é determinada pelas equações (2.105) e (2.109) a partir das correntes i_{1a} e i_{1b} , sendo representado pelo bloco G_{io1} . Já a corrente de circulação i_{o2} é determinada pelas equações (2.107) e (2.110) a partir da leitura das correntes i_{2a} e i_{2b} , sendo representada pelo bloco G_{io2} . Essas correntes de circulação são controladas pelos controladores R_{o1} e R_{o2} de dupla sequência, definidos pelas equações (2.71)-(2.73), com $j = o1$ e $j = o2$, e $m = j$, para um valor

de referência nulo. Esses controladores determinam as tensões de circulação de referência, v_{o1}^* e v_{o2}^* .

O controle da tensão na carga é realizado a partir do controle PI de dupla sequência, representado pelo bloco R_{vt} . O controlador é definido por (2.71)-(2.73), com $\varepsilon_j = v_j^* - v_j$, $j = l$, $m = i$ e sua frequência ω_e é igual à frequência da carga. Na saída desse controlador, encontra-se a tensão de referência v_i^* . As tensões desejadas nas entradas dos conversores 2 e 4 são iguais à metade da tensão v_i^* , isto é $v_2^* = v_4^* = v_i^*/2$.

As tensões de referências, geradas pelos controladores v_1^* , v_3^* e v_{o1}^* , e a tensão auxiliar v_x^* são aplicadas ao bloco $PWM1$ enquanto as tensões v_2^* , v_4^* e v_{o2}^* e a tensão auxiliar v_y^* são aplicadas ao bloco $PWM2$ para o cálculo das tensões de polo de referência, definidas pelas equações (2.145)-(2.152). Essas tensões de polos são comparadas com uma, duas ou quatro portadoras PWM, para gerar os sinais de gatilho das chaves do conversor CA-CC-CA proposto.

2.3.4 Análise da WTHD

As WTHDs das tensões $v_g = (v_1 + v_3)/2$ e $v_l = (v_2 + v_4)/2$, da topologia MM8B1B, são iguais às WTHDs obtidas com a topologia MM8B2B, sendo mostradas na Figura 2.6. Por outro lado, as WTHDs das tensões internas são diferentes das WTHDs da topologia MM8B2B.

São mostradas, na Figura 2.39, as WTHDs das tensões $v_{1a} = v_1 - v_{o1}/2$, $v_{1b} = v_1 + v_{o1}/2$, $v_{3a} = v_3 + v_{o1}/2$ e $v_{3b} = v_3 - v_{o1}/2$, em função do fator de distribuição de roda livre μ , obtidas com os parâmetros apresentados na Tabela A.3. Essas tensões (v_{1a} , v_{1b} , v_{3a} e v_{3b}) são responsáveis pelo controle das correntes internas i_{1a} , i_{1b} , i_{3a} e i_{3b} , dos conversores 1 e 3, como mostrado nas equações (2.125), (2.126), (2.129) e (2.130).

Dos resultados apresentados na Figura 2.39, percebe-se que, para todas as correntes internas, as curvas das WTHDs apresentam o mesmo perfil. Nota-se que o menor valor da WTHD é obtido usando uma portadora PWM ($P-1P$), sendo igual ao valor da WTHD da corrente da rede i_g , para qualquer valor de μ . Por outro lado, a WTHD com duas ou quatro portadoras PWM ($P-2P$ ou $P-4P$) é maior que a WTHD obtida com uma portadora PWM. O maior valor da WTHD é obtido usando duas ou quatro portadoras PWM, com $\mu = 0,5$.

De maneira análoga à topologia MM8B2B, a explicação do comportamento da WTHD pode ser obtida observando os perfis das tensões v_{1a} , v_{1b} , geradas pelo conversor 1, e o perfil da tensão de circulação v_{o1} . Desse modo, são mostradas, nas Figuras 2.40-2.43, as tensões v_{1a} , v_{1b} e v_{o1} usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$, e duas portadoras PWM, com $\mu = 0$, $\mu = 0,5$ e $\mu = 1$.

Desses resultados, observa-se que as tensões v_{1a} e v_{1b} são similares à tensão v_g gerada pelo conversor 1, da topologia convencional, com $\mu = 0,5$, e a tensão de circulação, nesse caso, é nula. Com duas portadoras PWM, percebe-se que as amplitudes das tensões v_{1a} e v_{1b} são maiores que as amplitudes das tensões usando uma portadora PWM, durante o período da senoide. Nesse caso, a tensão de circulação não é nula. O pior caso, para as tensões v_{1a} , v_{1b} e v_{o1} , é obtido usando duas

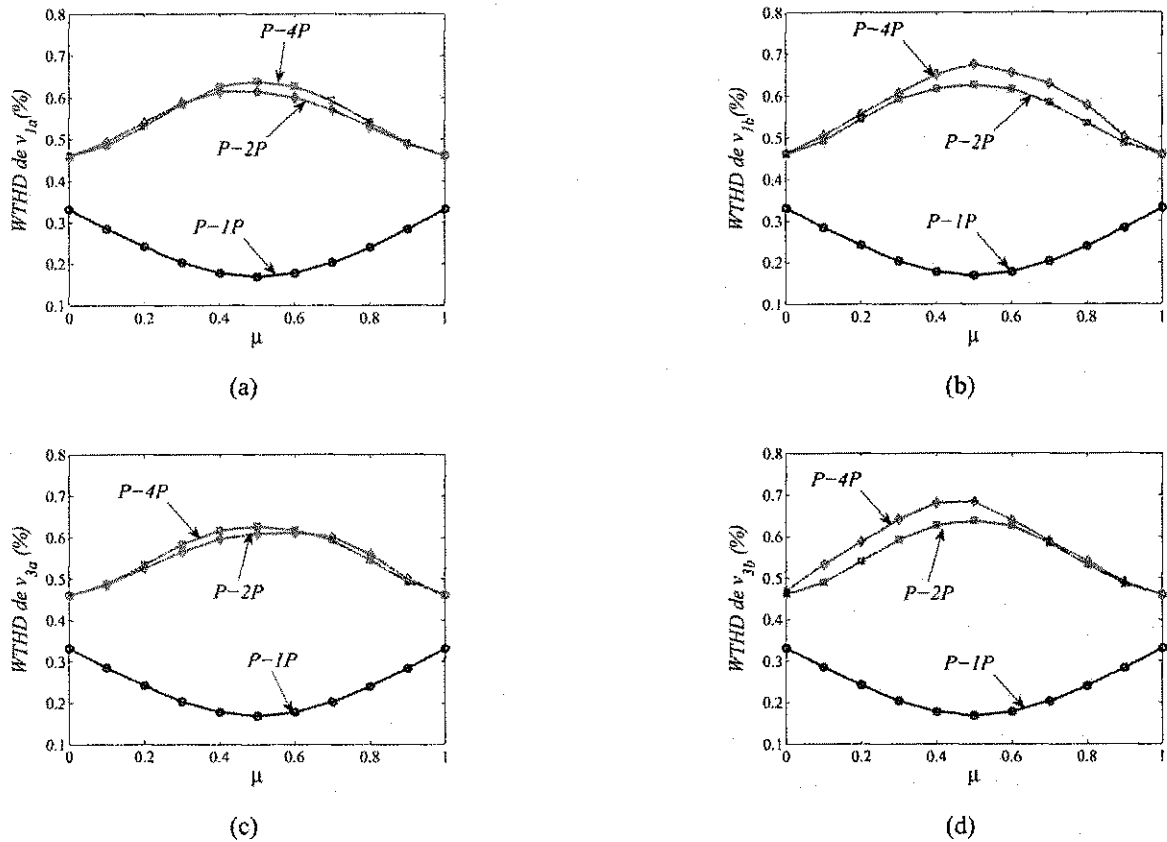


Figura 2.39: WTHD das tensões em função de μ da topologia MM8B1B. (a) Tensão v_{1a} . (b) Tensão v_{1b} . (c) Tensão v_{3a} . (d) Tensão v_{3b} .

portadoras PWM, com $\mu = 0,5$, o que explica o maior valor da WTHD.

As tensões v_{1a} e v_{1b} , usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0$ ou $\mu = 1$, apresentam um maior número de níveis durante meio ciclo da senoide. Contudo, durante o outro semiciclo as tensões têm as amplitudes maiores que as amplitudes das tensões geradas com uma portadora PWM, aumentando assim sua WTHD.

As tensões v_{3a} e v_{3b} não são mostradas porque elas são iguais às tensões v_{1a} e v_{1b} , respectivamente. A explicação do caso com quatro portadoras PWM, pode ser obtida diretamente das tensões v_{1a} , v_{1b} e v_{o1} , com duas portadoras PWM, pois elas são similares às obtidas com quatro portadoras PWM.

2.3.5 Análise da THD para Diferentes Indutores de Filtro

As THDs da corrente i_g , para diferentes valores das indutâncias de filtro, são iguais às THDs da topologia MM8B2B, mostradas na Figura 2.23(a), e não serão apresentadas. Por outro lado, as THDs das correntes internas, com duas e quatro portadoras PWM são maiores, que as THDs das correntes internas com uma portadora PWM, e as indutâncias devem ser selecionadas de forma a obter um bom compromisso entre a THD da corrente da rede e a THD das correntes internas.

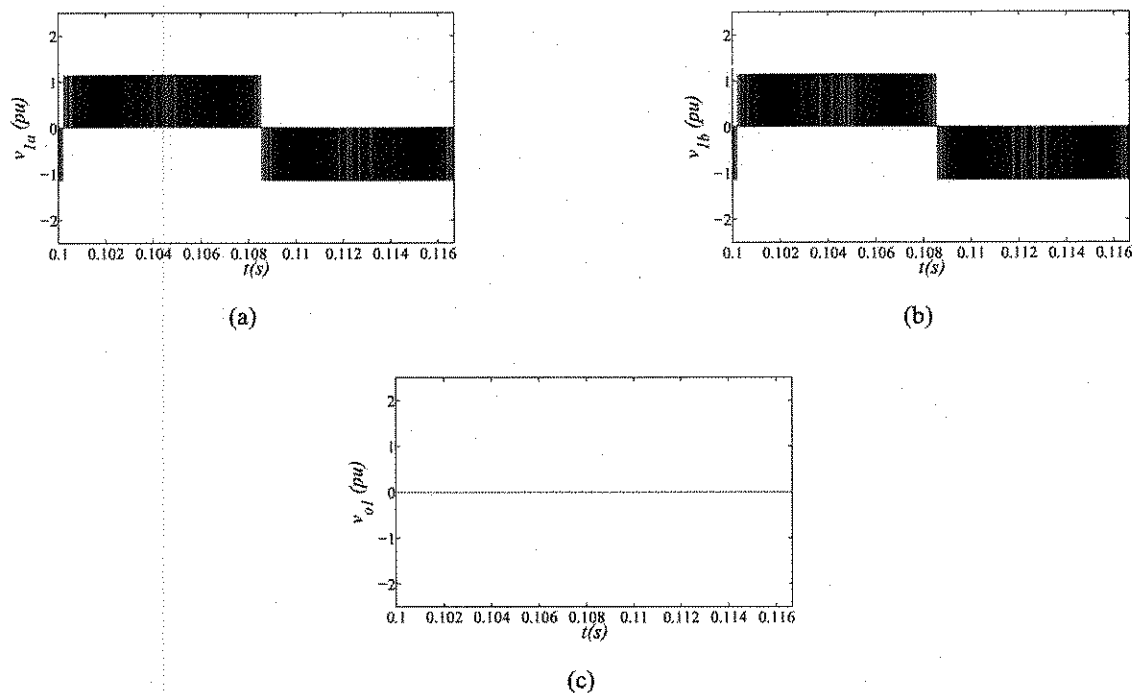


Figura 2.40: Tensões do conversor 1 e tensão de circulação da topologia MM8B1B usando uma portadora PWM com $\mu = 0,5$. (a) Tensão v_{1a} . (b) Tensão v_{1b} . (c) Tensão de circulação v_{o1} .

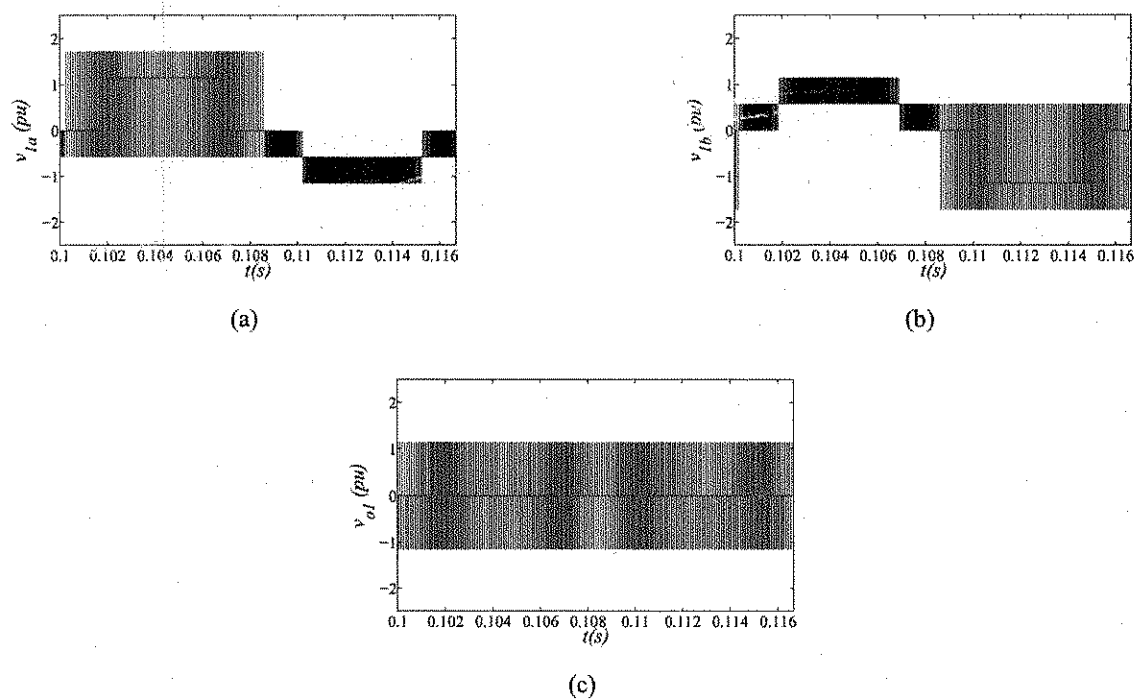


Figura 2.41: Tensões do conversor 1 e tensão de circulação da topologia MM8B1B usando duas portadoras PWM com $\mu = 0$. (a) Tensão v_{1a} . (b) Tensão v_{1b} . (c) Tensão de circulação v_{o1} .

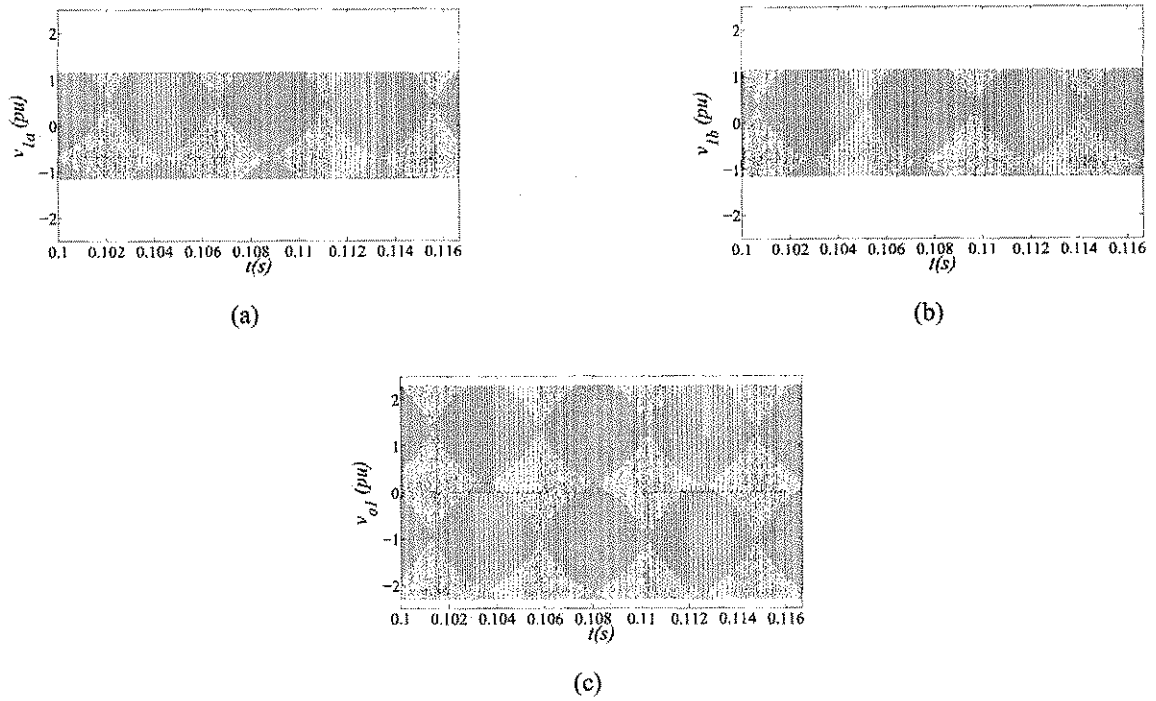


Figura 2.42: Tensões do conversor 1 e tensão de circulação da topologia MM8B1B usando duas portadoras PWM com $\mu = 0,5$. (a) Tensão v_{1a} . (b) Tensão v_{1b} . (c) Tensão de circulação v_{o1} .

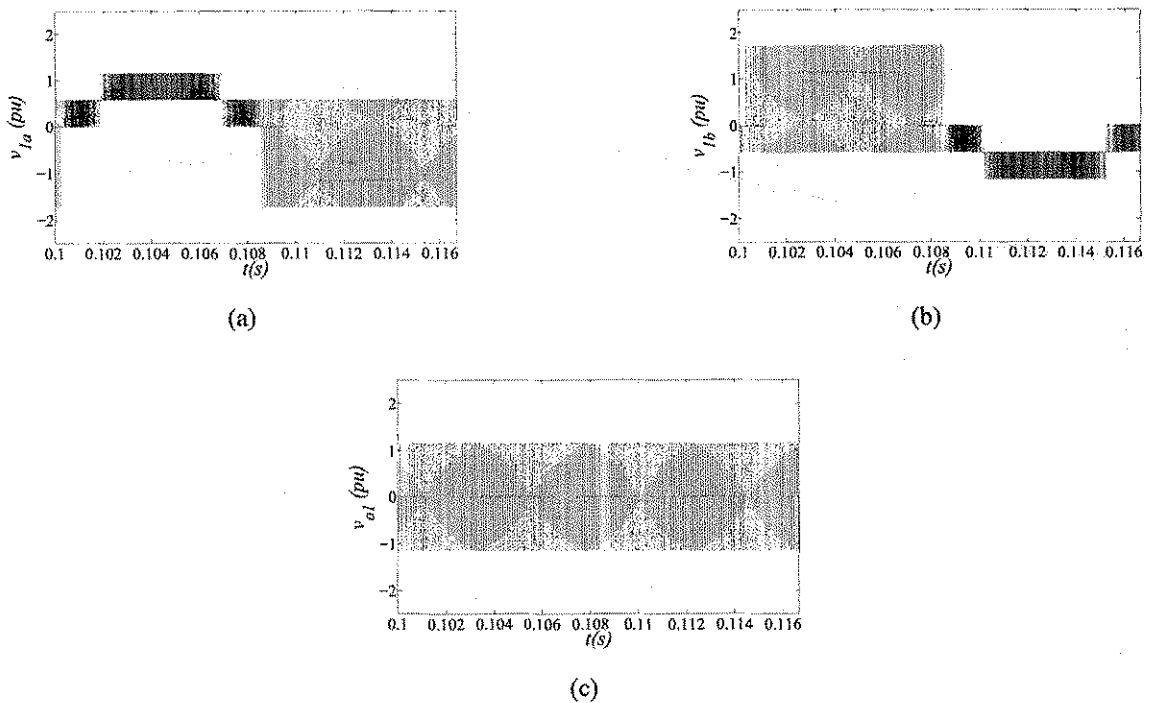


Figura 2.43: Tensões do conversor 1 e tensão de circulação da topologia MM8B1B usando duas portadoras PWM com $\mu = 1,0$. (a) Tensão v_{1a} . (b) Tensão v_{1b} . (c) Tensão de circulação v_{o1} .

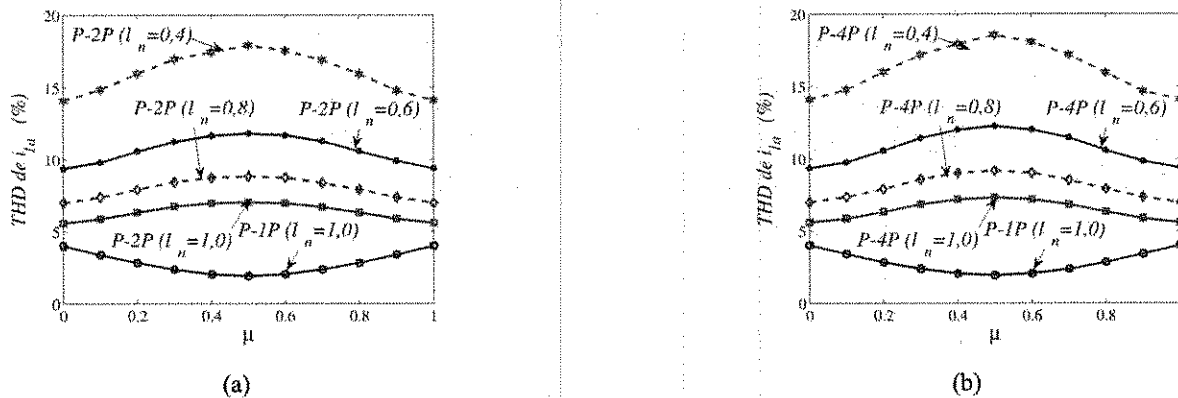


Figura 2.44: Especificação dos indutores em termo da THD da corrente i_{1a} em função de μ . (a) Usando duas portadoras PWM. (b) Usando quatro portadoras PWM.

Na Figura 2.44, são mostradas as curvas das THDs da corrente i_{1a} , com uma, duas ou quatro portadoras PWM, e, nota-se que, com duas ou quatro portadoras PWM, o perfil da THD é similar, e com a redução de l_n , o aumento da THD é bastante significativo. Se por um lado, a THD da corrente i_g da topologia proposta, usando duas portadoras PWM, com $\mu = 1$ e $l_n = 0,6$, é menor que à da topologia convencional, por outro, a THD da corrente interna i_{1a} é sete vezes maior. Os limites para a THD das correntes internas serão o aumento das perdas nos semicondutores (com a ocorrência de chaveamentos indevidos) e as limitações de controle das correntes internas, em virtude do aumento das componentes de alta frequência nas correntes internas.

2.3.6 Análise da THD em Função da Frequência Chaveamento

As THDs da corrente i_g , da topologia MM8B1B, obtidas para diferentes valores da frequência de chaveamento e $l_n = 1, 0$, são iguais às THDs da topologia MM8B2B, discutida anteriormente, sendo mostradas na Figura 2.25.

2.3.7 Barramento CC

Para a análise do nível de tensão mínima desejada no barramento CC, da topologia MM8B1B, serão negligenciadas as oscilações de tensão no barramento, e o sistema será considerado equilibrado. Assim, a partir das equações (2.145)-(2.152), a tensão v_c^* mínima desejada no barramento CC é definida por:

$$v_c^* \geq \max |v_{ka0}^* - v_{kbo}^*| \quad (2.157)$$

com $k = 1, 2, 3, 4$. A partir da Figura 2.37, percebe-se que os maiores valores para a tensão v_c são determinados pelas equações (2.117)-(2.120), ou seja, a tensão v_c^* mínima, desejada para o barramento CC, é definida por:

$$v_c^* \geq \max |v_k| \quad (2.158)$$

Dessas equações, percebe-se que a tensão do capacitor (v_c^*) mínima da topologia proposta é igual à tensão mínima desejada para a topologia convencional. Dessa maneira, é mostrada na Figura 2.45, a tensão mínima desejada, obtida por simulação, em função de ϵ , com ϵ variando de $[-180^\circ, 180^\circ]$. Para retirar esses resultados, foram utilizados os parâmetros mostrados na Tabela A.4. Da Figura 2.45, percebe-se que tanto para a topologia convencional como para a topologia proposta, a tensão do capacitor do barramento CC não depende do ângulo de defasagem de carga (ϵ).

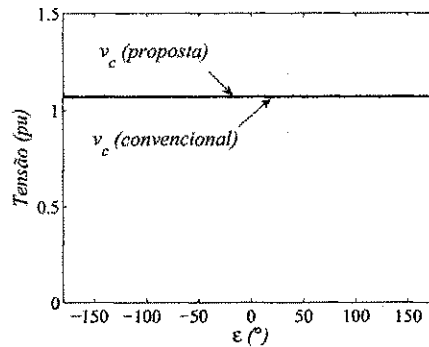


Figura 2.45: Tensão mínima necessária do barramento CC.

A capacitância mínima necessária é definida por:

$$C = \frac{i_c \Delta t}{\Delta v_c} \quad (2.159)$$

onde $i_c = s_{q1a}i_{1a} + s_{q1b}i_{1b} + s_{q3a}i_{3a} + s_{q3b}i_{3b} - s_{q2a}i_{2a} - s_{q2b}i_{2b} - s_{q4a}i_{4a} - s_{q4b}i_{4b}$ é a corrente do banco de capacitores, do barramento CC.

Como a quantidade da energia total, requerida para ser armazenada no banco de capacitores do barramento CC da topologia MM8B1B, é a mesma da configuração convencional, o valor da capacitância da topologia MM8B1B será considerado igual ao valor da capacitância da topologia convencional.

Outro importante fator a ser analisado é a corrente RMS dos capacitores do barramento CC. Nesse sentido, a Figura 2.46 ilustra o espectro das harmônicas da corrente do capacitor da topologia convencional e da topologia proposta. As curvas mostradas nessa figura são: da topologia convencional, com $\mu = 0$, $\mu = 0,5$ ou $\mu = 1$, e da topologia proposta, usando uma, duas ou quatro portadoras PWM, com $\mu = 0$, $\mu = 0,5$ ou $\mu = 1$. Esses resultados foram obtidos em simulação utilizando os parâmetros apresentados na Tabela A.4.

A partir desses resultados, observa-se que, usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0$ ou $\mu = 1$, tem-se a redução das harmônicas de alta frequência da corrente do capacitor [veja a Figura 2.46(c)]. Por outro lado, com $\mu = 0,5$, obtém-se as mesmas harmônicas de alta frequência da topologia convencional, com $\mu = 0,5$. A maior redução no espectro das harmônicas é obtido com uso de quatro portadoras PWM, com $\mu = 0,5$, como mostrado na Figura 2.46(d).

A Tabela 2.4 mostra os valores da corrente $I_{c,rms}^{hf}$, calculados pela equação (2.93), a partir do espectro das harmônicas da corrente do capacitor, mostrados na Figura 2.46, normalizados pela

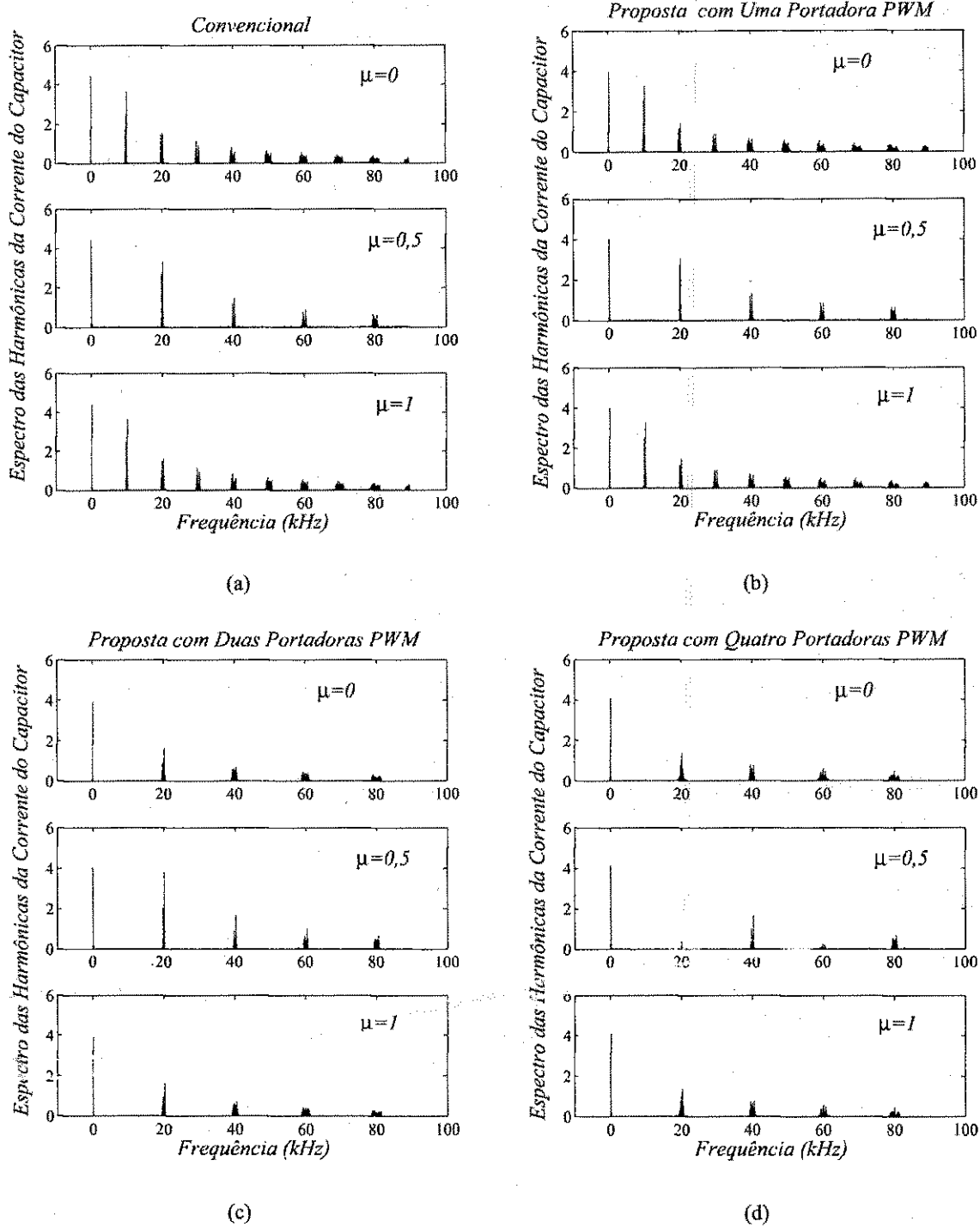


Figura 2.46: Espectro das harmônicas da corrente do capacitor. (a) i_c da topologia convencional. (b) i_c da topologia MM8B1B, usando uma portadora PWM. (c) i_c da topologia MM8B1B, usando duas portadoras PWM. (d) i_c da topologia MM8B1B, usando quatro portadoras PWM.

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 quatro portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. Nesse caso, a redução na corrente RMS de alta frequência foi próximo de 46% em comparação com a topologia convencional, com $\mu = 0,5$. Já usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0$, a redução na corrente $I_{c,rms}^{hf}$ foi de aproximadamente 37%.

Tabela 2.4: Corrente $I_{c,rms}^{hf}$ da topologia MM8B1B, normalizada pela corrente $I_{c,rms}^{hf}$ da topologia convencional.

Estratégias PWM	Corrente $I_{c,rms}^{hf}(P)/I_{c,rms}^{hf}(C)$		
	$\mu = 0$	$\mu = 0,5$	$\mu = 1$
$P-1P$	1,14	1,00	1,15
$P-2P$	0,63	1,03	0,63
$P-4P$	0,69	0,54	0,69

As perdas de alta frequência ($P_{c,loss}^{hf}$), são definidas pela equação (2.94), onde $ESR_{100Hz}(P) = ESR_{100Hz}(C)$. A corrente RMS de alta frequência do capacitor, usando quatro portadoras PWM, com $\mu = 0,5$, equivale a 54% da corrente RMS da topologia convencional, isto é, $I_{c,rms}^{hf}(P) = 0,54I_{c,rms}^{hf}(C)$. A redução das perdas de alta frequência nos capacitores do barramento CC é de aproximadamente 70%, já com o uso de duas portadoras PWM, com $\mu = 0$, tem-se uma redução de 60% nas perdas, quando comparada com a topologia convencional, com $\mu = 0,5$.

2.3.8 Perdas nos Semicondutores

As perdas de condução (P_{cd}), as perdas de chaveamento (P_{ch}) e as perdas totais ($P_t = P_{cd} + P_{ch}$), da topologia MM8B1B, são iguais as perdas obtidas para a topologia MM8B2B (Figura 2.28 e Tabela 2.2), apresentadas na seção 2.2.8.

2.3.9 Resultados de Simulação

O comportamento dinâmico do conversor CA-CC-CA monofásico em paralelo, com oito braços e um barramento CC, apresentado na Figura 2.37, foi estudado através de um programa de simulação. Estes resultados foram obtidos considerando o sistema equilibrado com os parâmetros definidos na Tabela A.4.

Os resultados de simulação são apresentados nas Figuras 2.47-2.56. As curvas mostradas nessas figuras são: tensão e corrente da rede monofásica (e_g e i_g), correntes internas dos conversores 1 e 3 (i_{1a} e i_{3a}), correntes de circulação 1 e 2 (i_{o1} e i_{o2}), tensão do barramento CC (v_c), e corrente e tensão da carga monofásica (i_l e e_l).

Nas Figuras 2.47 e 2.48, são mostrados os resultados utilizando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. Desses resultados, nota-se que o sistema de controle funcionou adequadamente, isto é, corrente da rede senoidal e em fase com a tensão da rede [veja a Figura 2.47(a)], a tensão no capacitor está regulada, e devido à conexão com a rede monofásica, tem-se uma oscilação de segunda harmônica, ilustrada na Figura 2.48(a). Além disso, a tensão fornecida à carga é senoidal

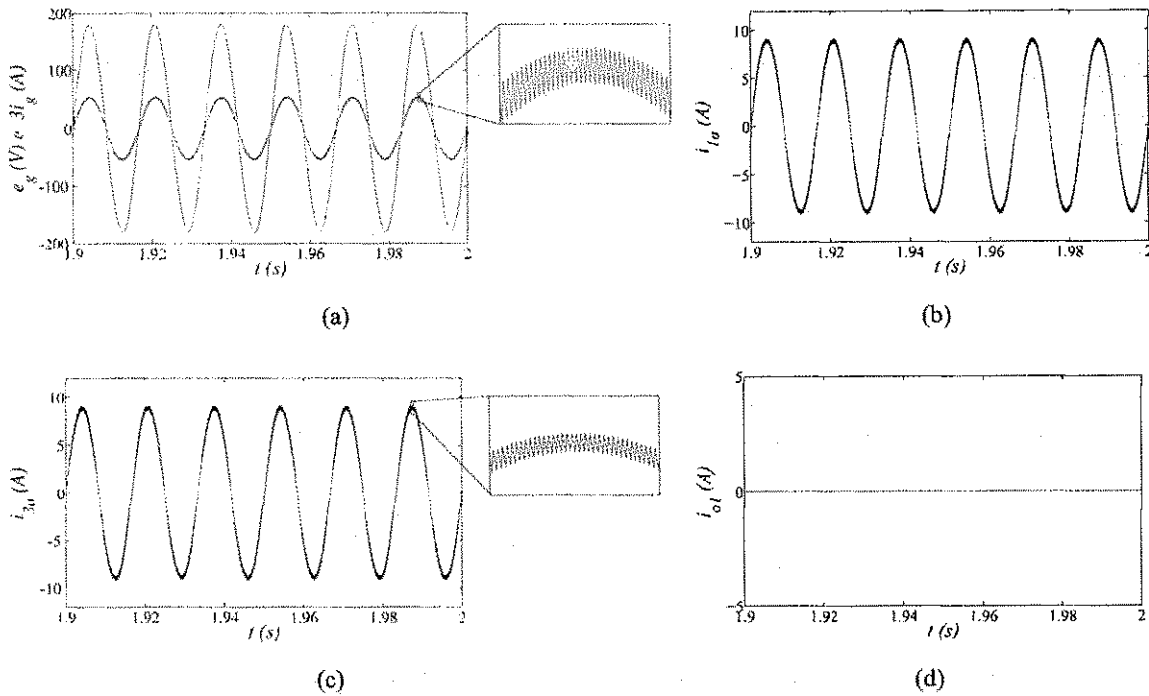


Figura 2.47: Resultados de simulação da topologia MM8B1B, usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão e corrente da rede (e_g e i_g). (b) Corrente (i_{1a}). (c) Corrente (i_{3a}). (d) Corrente de circulação (i_{o1}).

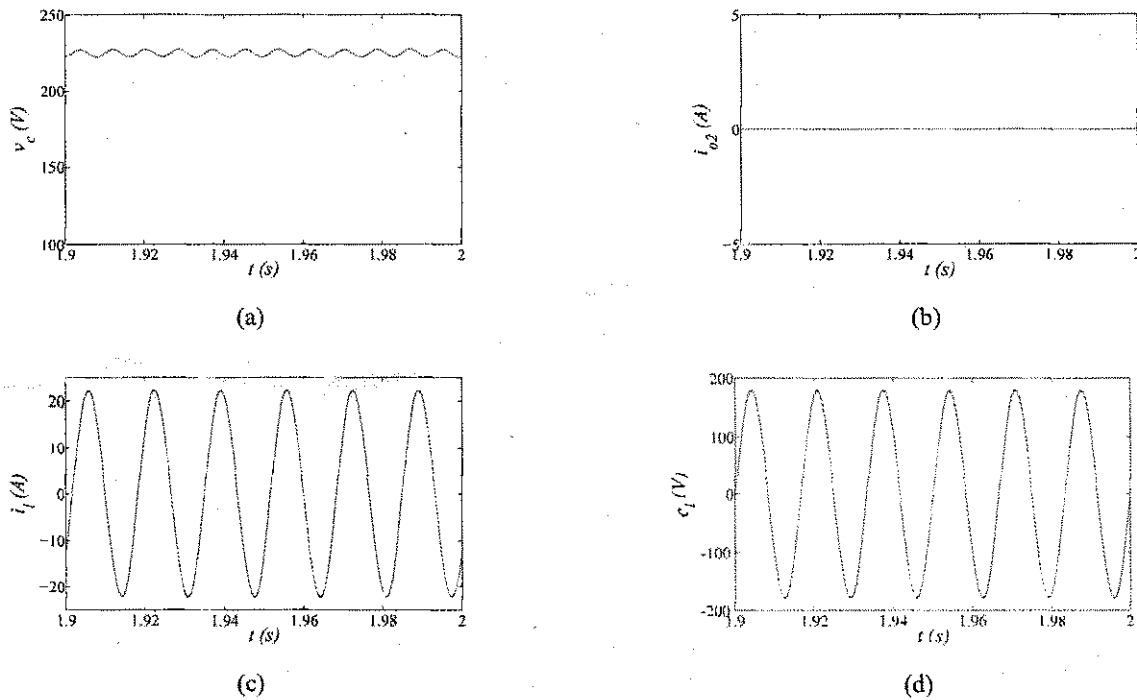


Figura 2.48: Resultados de simulação da topologia MM8B1B, usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão do barramento (v_c). (b) Corrente de circulação (i_{o2}). (c) Corrente da carga (i_l). (d) Tensão da carga (e_l).

e está regulada no seu valor de referência [Figura 2.48(d)]. Em virtude da conexão em paralelo, essa topologia permite reduzir o fluxo de corrente em cada conversor [como pode ser visto nas Figuras 2.47(b) e 2.47(c)]. Por fim, as correntes de circulação são iguais a zero [Figuras 2.47(d) e 2.48(b)].

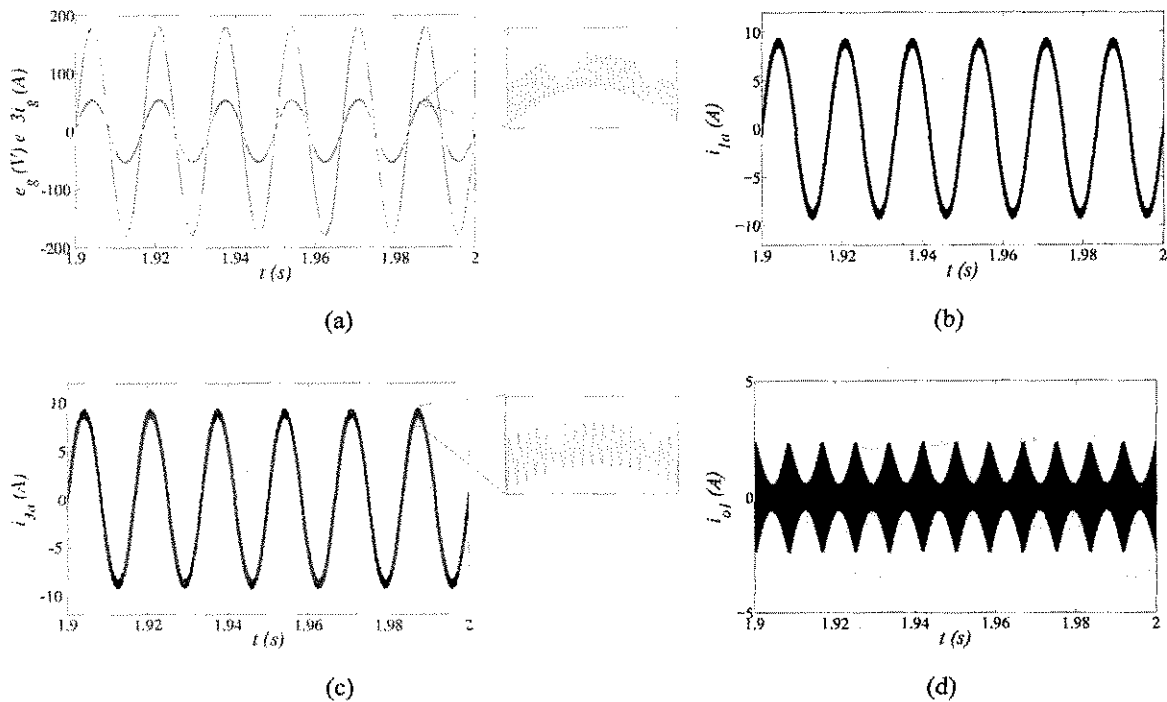


Figura 2.49: Resultados de simulação da topologia MM8B1B, usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão e corrente da rede (e_g e i_g). (b) Corrente (i_{1a}). (c) Corrente (i_{3a}). (d) Corrente de circulação (i_{o1}).

Nas Figuras 2.49 e 2.50, são vistos os resultados utilizando duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. Desses resultados, percebe-se que, a corrente da rede apresenta as mesmas oscilações de alta frequência da corrente i_g , com uma portadora PWM [veja a Figura 2.49(a)]. Além disso, as correntes internas e as correntes de circulação estão controladas. Devido a utilização de duas portadoras PWM, têm-se um aumento nas oscilações de alta frequência nessas correntes [como mostrado nas Figuras 2.49(b), 2.49(c), 2.49(d) e 2.50(b)]

Outros resultados com duas portadoras PWM, são ilustrados nas Figuras 2.51-2.54 (esses resultados foram obtidos com $\mu = 0$ ou $\mu = 1$). Observa-se que a corrente da rede (i_g) tem uma redução nas oscilações de alta frequência, quando comparada com a corrente i_g , obtida usando uma portadora PWM [veja as Figuras 2.51(a) e 2.53(a)]. Além disso, as correntes internas e as correntes de circulação estão devidamente controladas, e têm-se uma redução nas componentes de alta frequência dessas correntes, conforme mostrado nas Figuras 2.51(b), 2.51(c), 2.51(d) e 2.52(b), quando comparadas com o caso anterior, usando duas portadoras PWM e $\mu = 0,5$.

Os resultados usando quatro portadoras PWM, com $\mu = 0,5$, são ilustrados nas Figuras 2.55 e 2.56. Observa-se que a corrente i_g possui o menor valor de THD, como pode ser visto com a

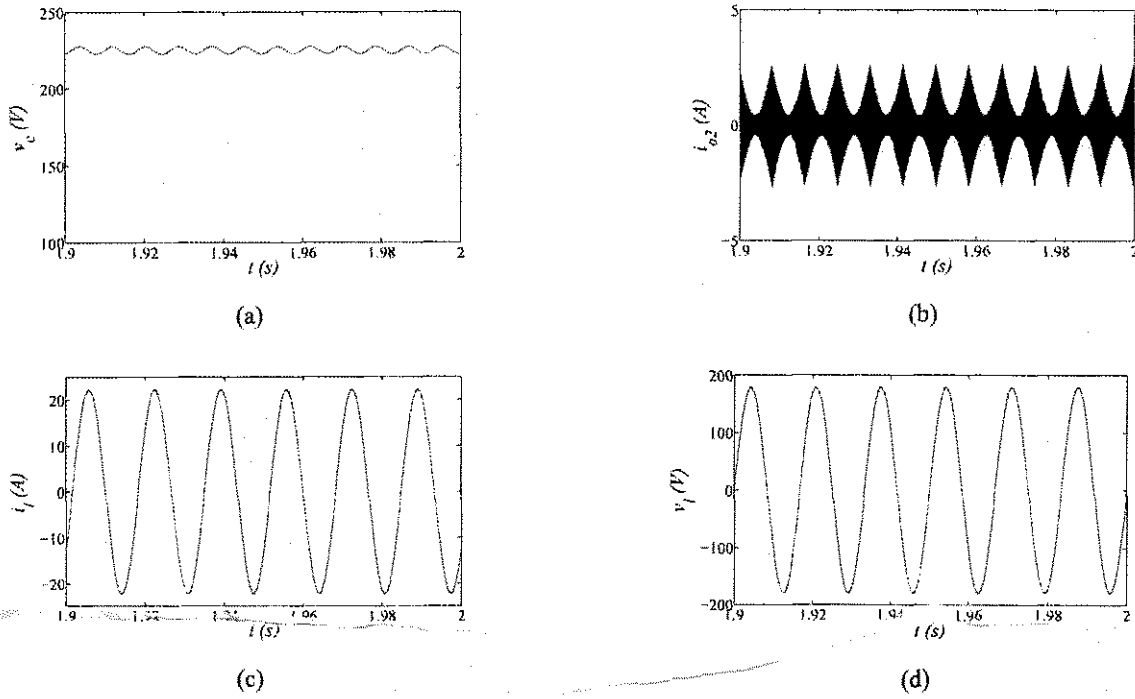


Figura 2.50: Resultados de simulação da topologia MM8B1B, usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão do barramento (v_c). (b) Corrente de circulação (i_{o2}). (c) Corrente da carga (i_l). (d) Tensão da carga (e_l).

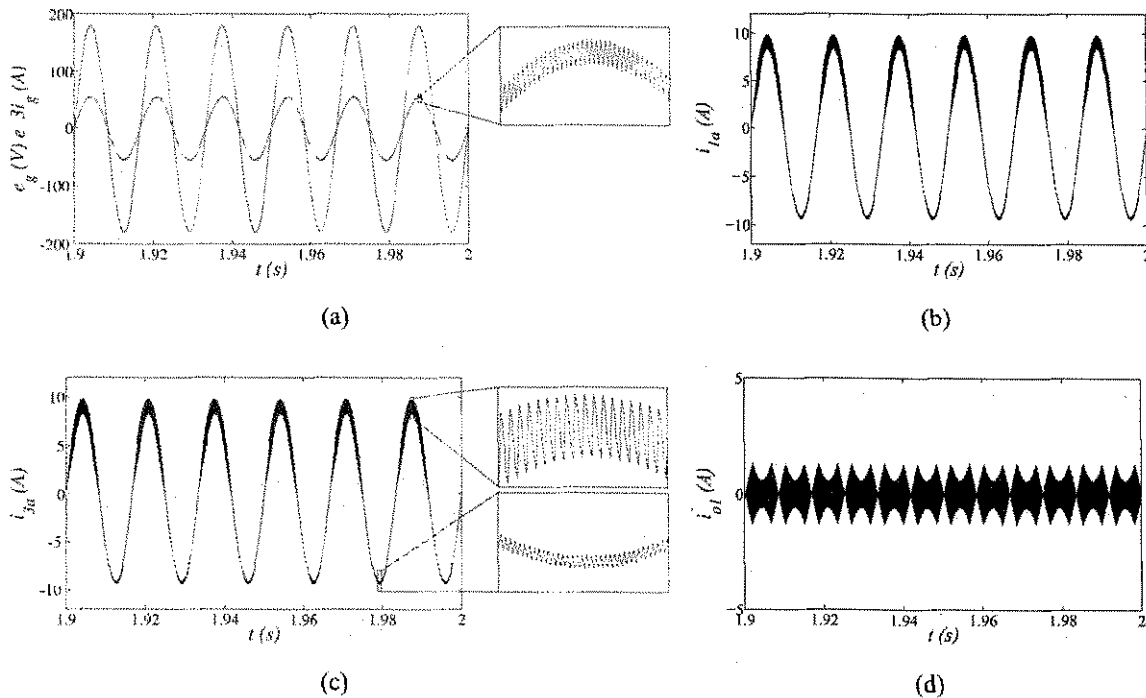


Figura 2.51: Resultados de simulação da topologia MM8B1B, usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0$. (a) Tensão e corrente da rede (e_g e i_g). (b) Corrente (i_{1a}). (c) Corrente (i_{3a}). (d) Corrente de circulação (i_{o1}).

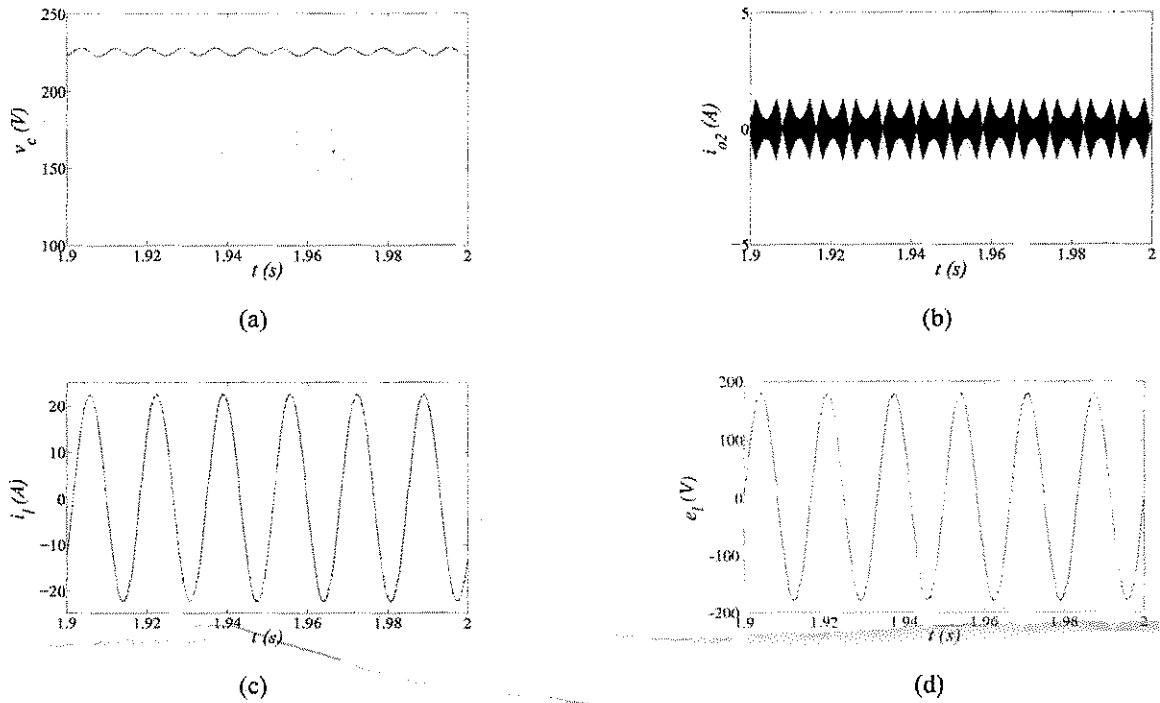


Figura 2.52: Resultados de simulação da topologia MM8B1B, usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0$. (a) Tensão do barramento (v_c). (b) Corrente de circulação (i_{o2}). (c) Corrente da carga (i_l). (d) Tensão da carga (e_l).

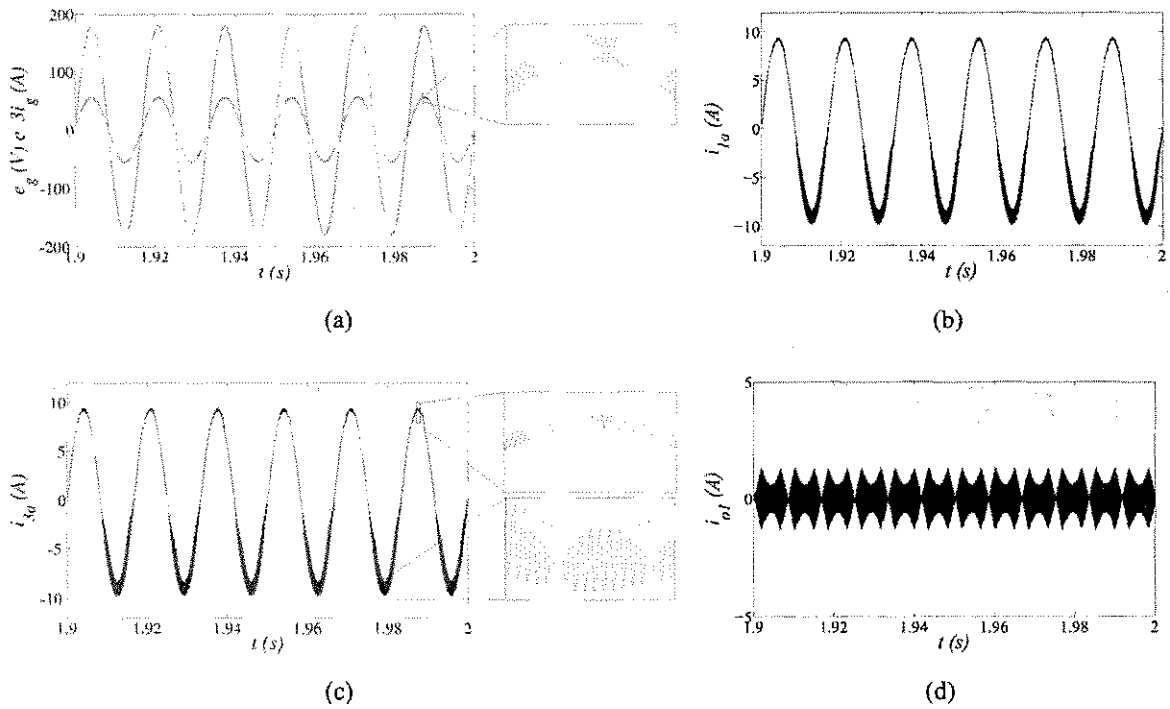


Figura 2.53: Resultados de simulação da topologia MM8B1B, usando duas portadoras PWM, com $\mu = 1$. (a) Tensão e corrente da rede (e_g e i_g). (b) Corrente (i_{1a}). (c) Corrente (i_{3a}). (d) Corrente de circulação (i_{o1}).

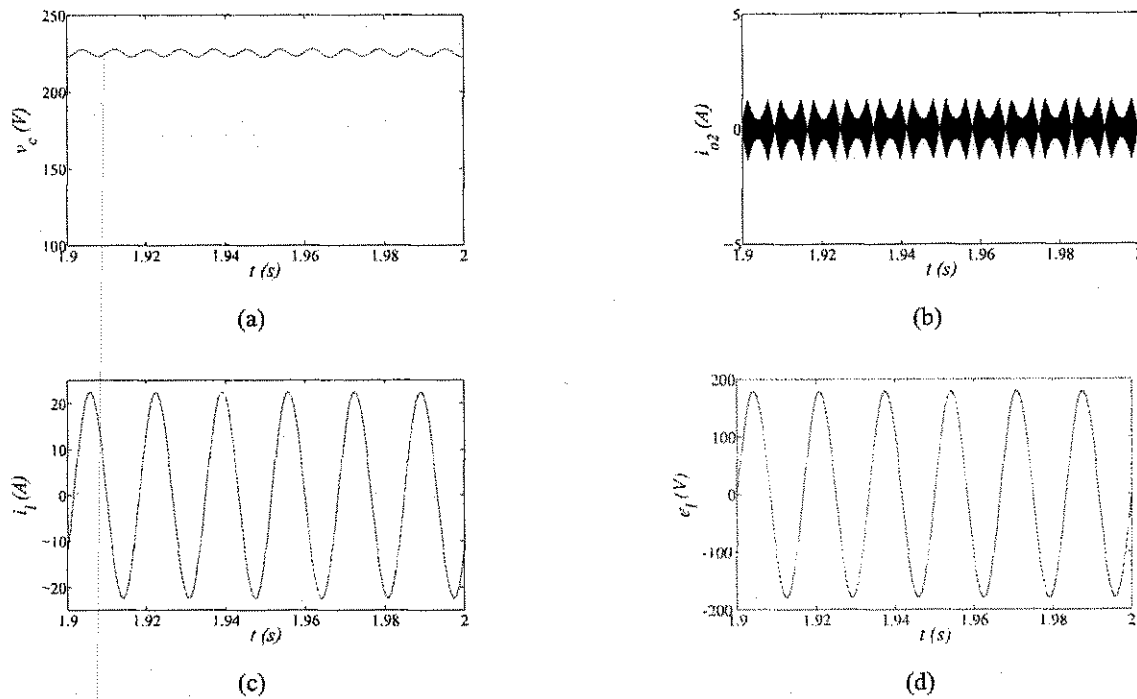


Figura 2.54: Resultados de simulação da topologia MM8B1B, usando duas portadoras PWM, com $\mu = 1$. (a) Tensão do barramento (v_c). (b) Corrente de circulação (i_{o2}). (c) Corrente da carga (i_l). (d) Tensão da carga (e_l).

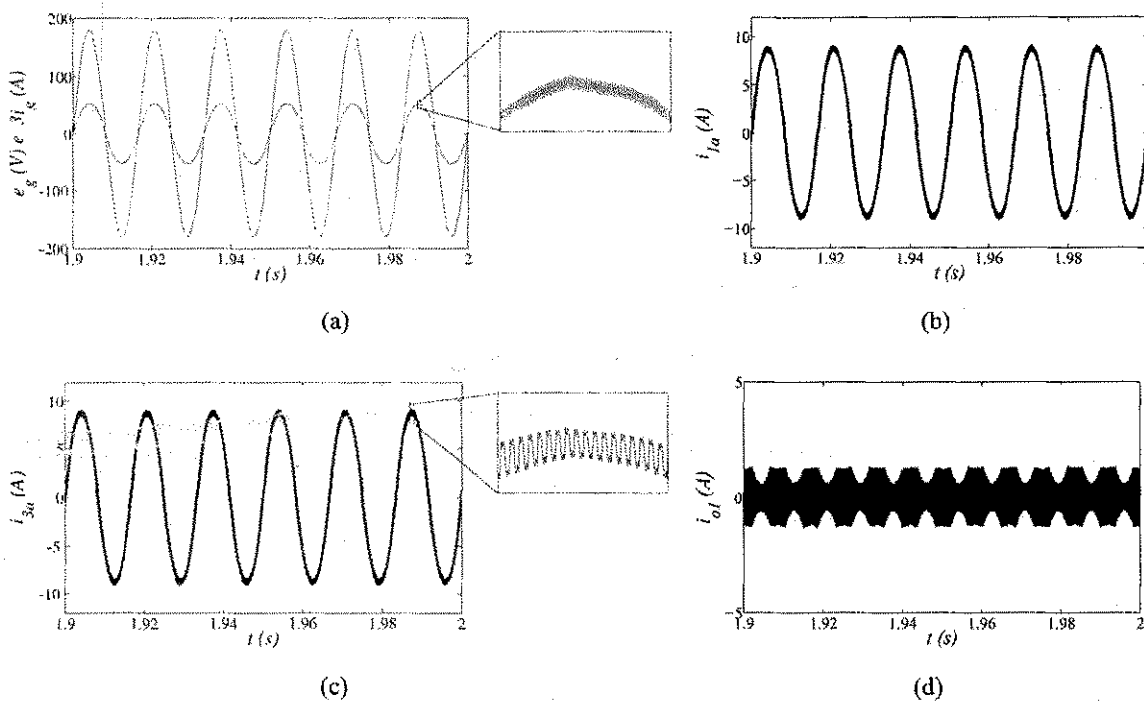


Figura 2.55: Resultados de simulação da topologia MM8B1B, usando quatro portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão e corrente da rede (e_g e i_g). (b) Corrente (i_{1a}). (c) Corrente (i_{3a}). (d) Corrente de circulação (i_{o1}).

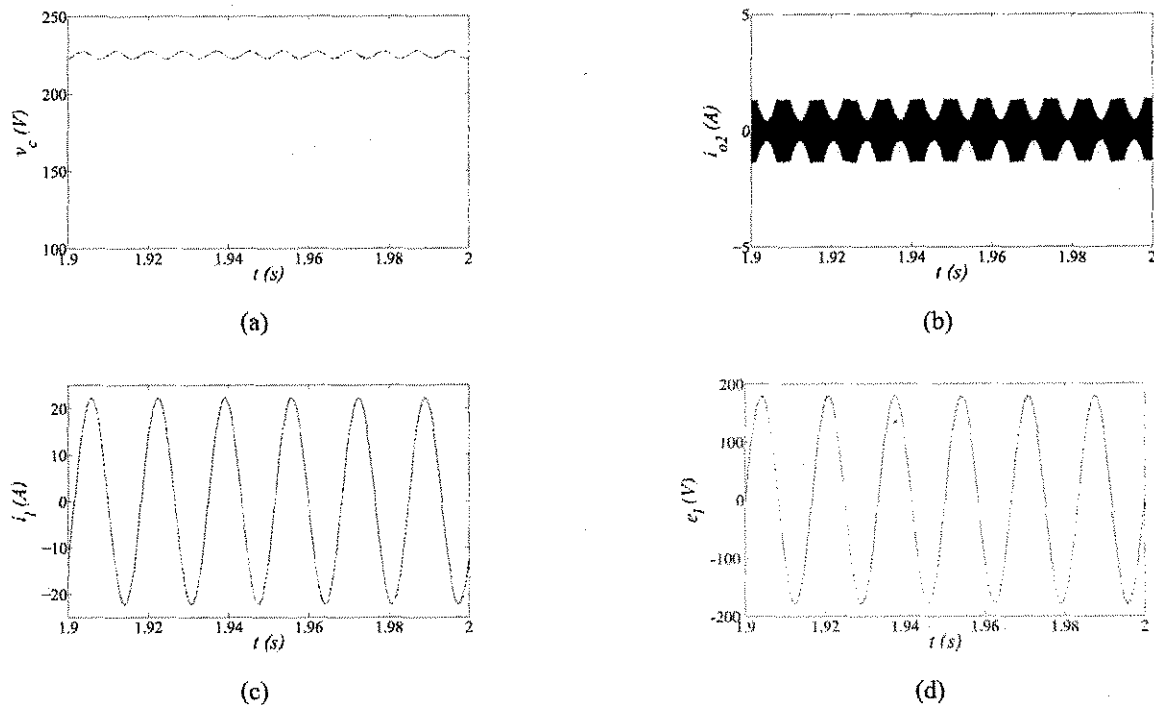


Figura 2.56: Resultados de simulação da topologia MM8B1B, usando quatro portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão do barramento (v_c). (b) Corrente de circulação (i_{o2}). (c) Corrente da carga (i_l). (d) Tensão da carga (e_l).

redução das componentes de alta frequência, Figura 2.55(a). Porém, como no caso em que se usa duas portadoras PWM, tem-se o aumento nas oscilações de alta frequência nas correntes internas i_{1a} e i_{3a} , como mostrado nas Figuras 2.55(b) e 2.55(c), além do aumento nas oscilações de alta frequência nas correntes de circulação, como ilustrado nas Figuras 2.55(d) e 2.56(b).

2.3.10 Resultados Experimentais

Os resultados experimentais foram obtidos a partir de uma plataforma de desenvolvimento experimental baseada em um microcomputador (PC-Pentium), equipado 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 MM8B1B foi montada parcialmente em laboratório, apenas a parte dos conversores 1 e 3 conectados em paralelo. O objetivo destes resultados é mostrar o efeito das estratégias de controle no desempenho do sistema.

Nas Figuras 2.57 a 2.60, são mostrados os resultados experimentais da topologia MM8B1B obtidos usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$, e duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$, $\mu = 0$ ou $\mu = 1$. As curvas mostradas nessas figuras são: tensão da rede (e_g), corrente da rede (i_g), correntes internas (i_{1a} , i_{3a} e i_{1b}), corrente de circulação (i_{o1}) e tensão do barramento CC (v_c).

Na Figura 2.57, são mostrados os resultados experimentais usando uma portadora PWM, com

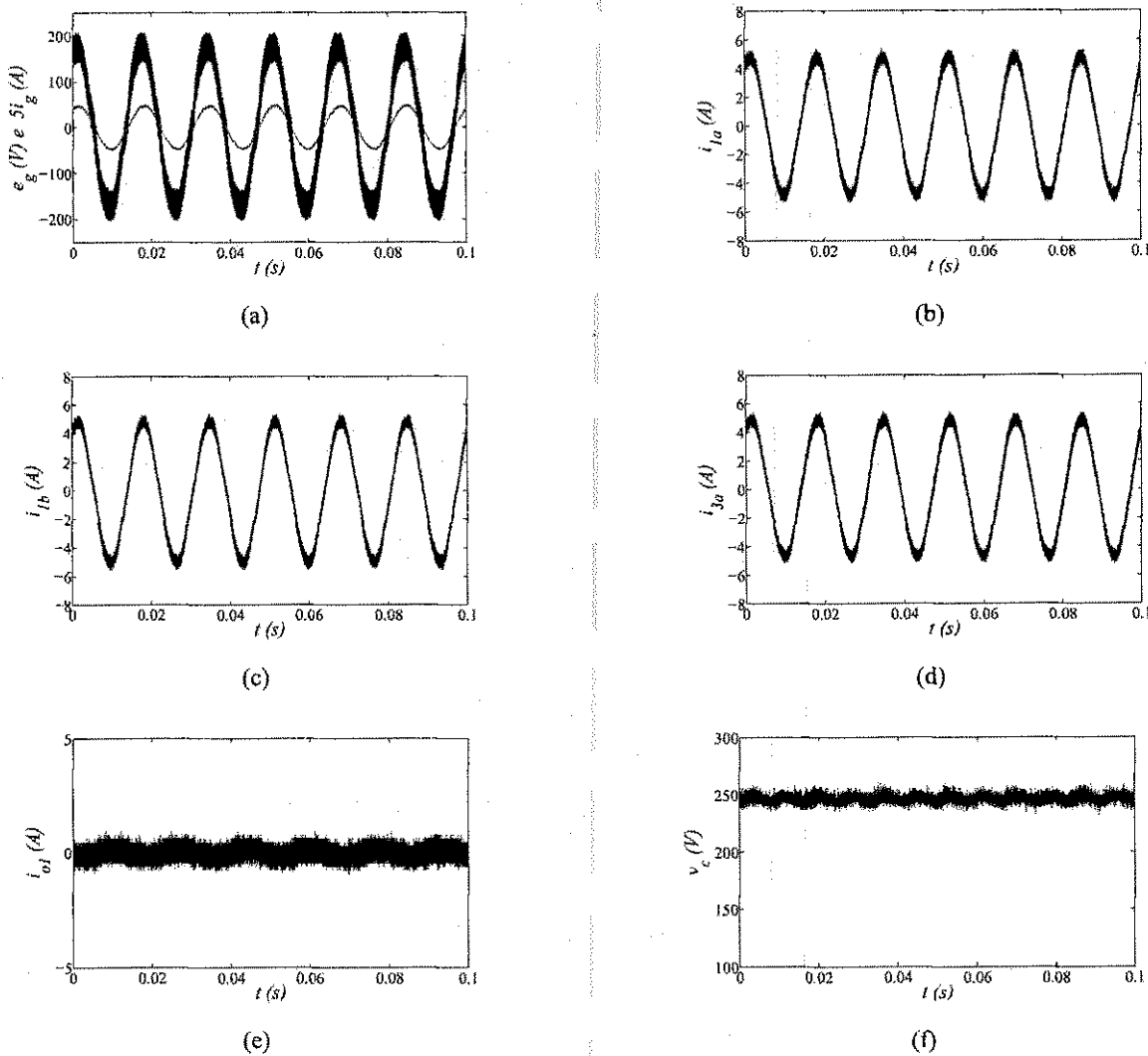


Figura 2.57: Resultados experimentais em regime permanente, usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão e corrente da rede monofásica (e_g e i_g). (b) Corrente (i_{la}). (c) Corrente (i_{la}). (d) Corrente (i_{lb}). (e) Corrente de circulação (i_{c1}). (f) Tensão do barramento CC (v_c).

$\mu = 0,5$. Desses resultados, percebe-se que o controle do fator de potência funcionou corretamente, fornecendo uma corrente senoidal e em fase com a rede [veja a Figura 2.57(a)]. Além disso, o sistema de controle fornece metade da corrente da rede para cada conversor [Figuras 2.57(b)-2.57(d)], reduzindo, assim, as perdas no conversor. A tensão do barramento CC está regulada e devido a conexão com a rede monofásica, tem-se uma componente de segunda harmônica [como mostrado na Figura 2.57(f)]. A Figura 2.57(e) mostra que a corrente de circulação é nula.

Os resultados experimentais usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$, são mostrados na Figura 2.58. Desses resultados, percebe-se que, a corrente i_g é similar à obtida com uma portadora PWM [como mostrado na Figura 2.58(a)]. Contudo, tem-se o aumento nas componentes de alta frequência nas correntes internas [veja as Figuras 2.58(b)-2.58(d)]. Além disso, a corrente de circulação e a tensão no barramento CC estão devidamente reguladas [como pode ser visto nas

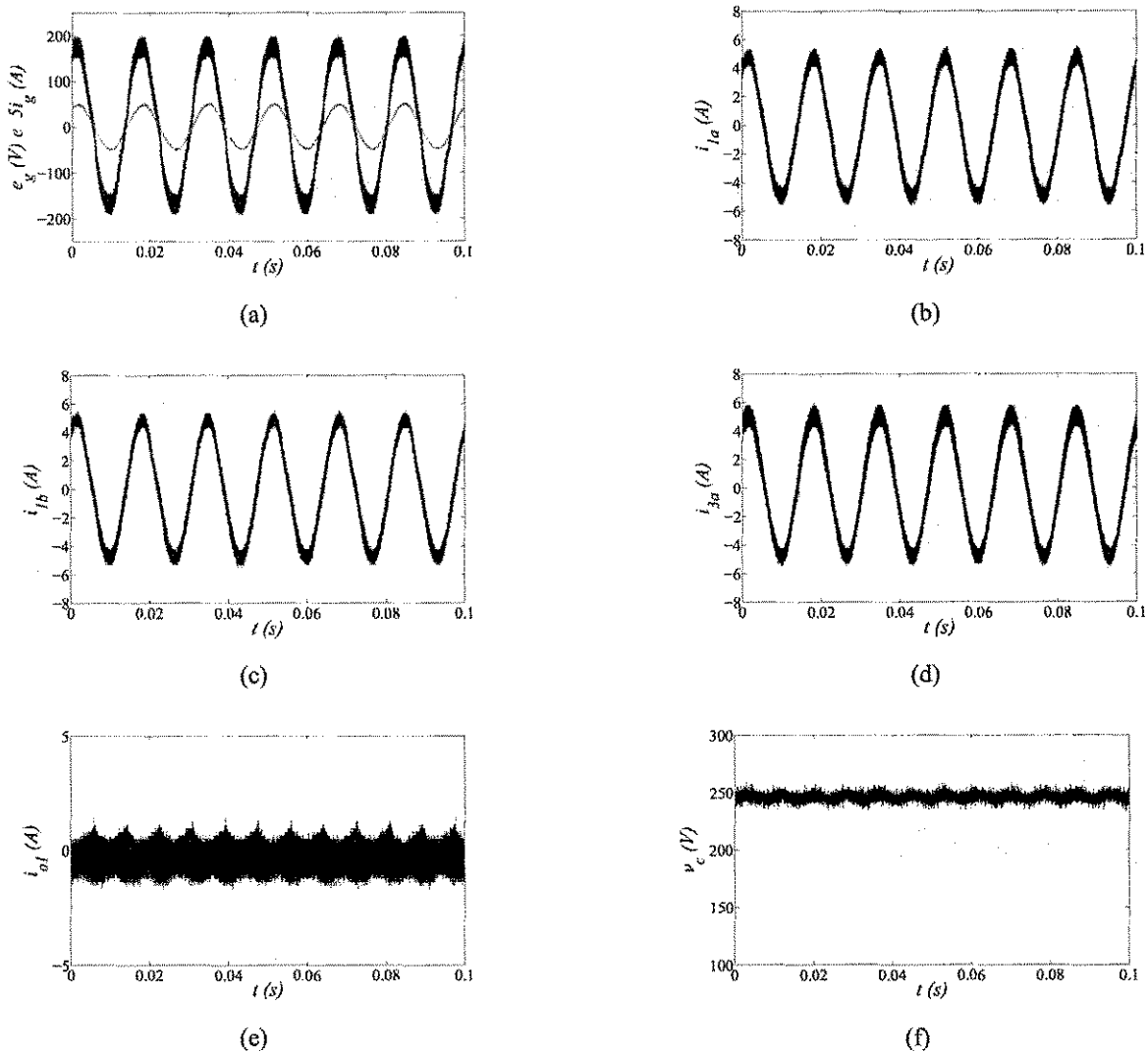


Figura 2.58: Resultados experimentais em regime permanente, usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão e corrente da rede monofásica (e_g e i_g). (b) Corrente (i_{1a}). (c) Corrente (i_{3a}). (d) Corrente (i_{1b}). (e) Corrente de circulação (i_{o1}). (f) Tensão do barramento CC (v_c).

Figuras 2.58(e) e 2.58(f)].

Os resultados experimentais usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0$, são mostrados na Figura 2.59. Desses resultados, observa-se que há uma redução nas componentes de alta frequência na corrente i_g , em comparação com o caso usando uma portadora PWM [veja a Figura 2.59(a)]. Contudo, tem-se um aumento nas oscilações de alta frequência nas correntes internas. Nota-se que, se $\mu = 0$, as correntes i_{1a} e i_{3a} reduzem as oscilações de alta frequência no semiciclo negativo e aumentam essas oscilações no semiciclo positivo, conforme mostrado nas Figuras 2.57(b) e 2.59(d). Por outro lado, para a corrente i_{1b} a redução das oscilações ocorre no semiciclo positivo, e as oscilações aumentam no semiciclo negativo, como pode ser visto na Figura 2.59(c). Além disso, a corrente de circulação e a tensão no barramento CC estão devidamente reguladas [Figuras 2.59(e) e 2.59(f)].

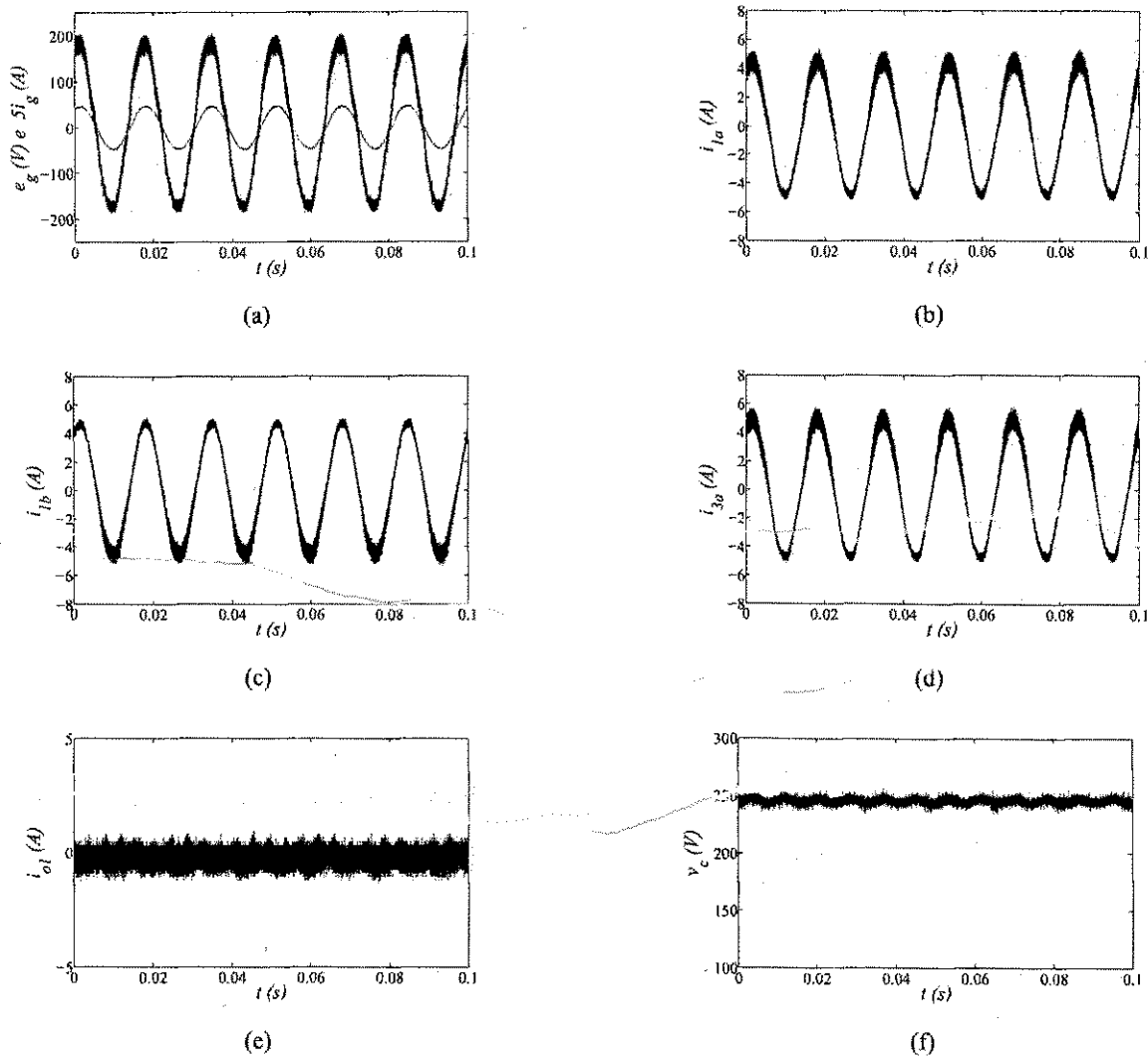


Figura 2.59: Resultados experimentais em regime permanente, usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0$. (a) Tensão e corrente da rede monofásica (e_g e i_g). (b) Corrente (i_{1a}). (c) Corrente (i_{3a}). (d) Corrente (i_{1b}). (e) Corrente de circulação (i_{o1}). (f) Tensão do barramento CC (v_c).

São mostrados, na Figura 2.60, os resultados experimentais usando duas portadoras PWM, com $\mu = 1$. Desses resultados, nota-se que a corrente i_g é similar ao caso anterior, com $\mu = 0$. Porém, as correntes internas têm um comportamento contrário. Isto é, para $\mu = 1$, as correntes i_{1a} e i_{3a} reduzem as oscilações de alta frequência no semiciclo positivo e aumentam no semiciclo negativo, conforme mostrado nas Figuras 2.60(b) e 2.60(d). Por outro lado, para a corrente i_{1b} , tem-se a redução das componentes de alta frequência no semiciclo negativo, e o aumento dessas oscilações no semiciclo positivo, como pode ser visto na Figura 2.60(c).

São mostrados, na Tabela 2.5, os valores das THDs das correntes i_g e da corrente i_{1a} , obtidos a partir dos resultados experimentais. As THDs mostradas nessa tabela são para o caso com uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$, duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$ e $\mu = 1$. Dos resultados apresentados, percebe-se que eles estão de acordo com os valores das THDs obtidos em simulação,

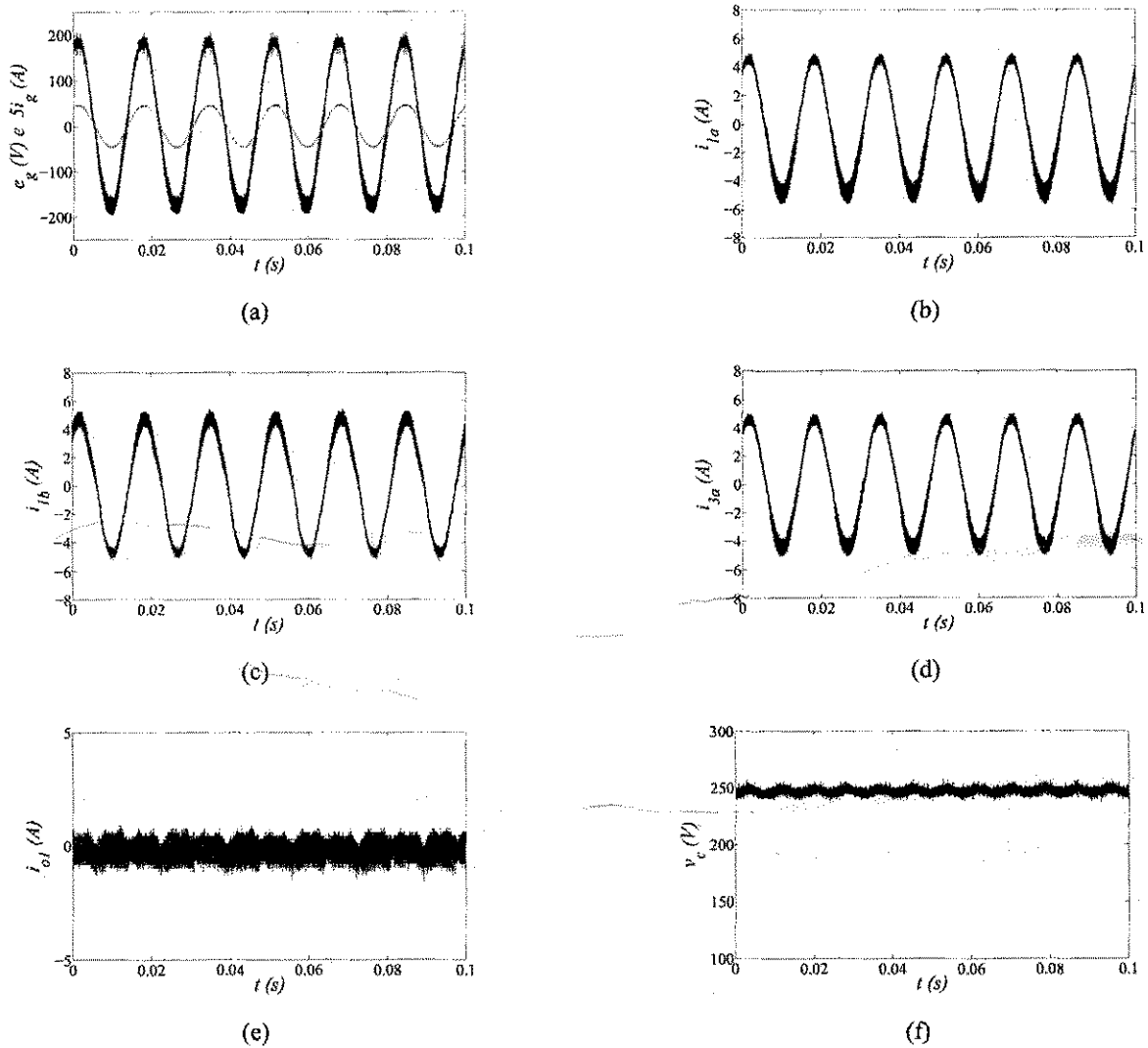


Figura 2.60: Resultados experimentais em regime permanente, usando duas portadoras PWM, com $\mu = 1$. (a) Tensão e corrente da rede monofásica (e_g e i_g). (b) Corrente (i_{1a}). (c) Corrente (i_{3a}). (d) Corrente (i_{1b}). (e) Corrente de circulação (i_{o1}). (f) Tensão do barramento CC (v_c).

ou seja, com o uso de duas portadoras PWM, com $\mu = 1$, obtém a maior redução no valor da THD. Por outro lado, tem-se o aumento das THDs da corrente i_{1a} . A redução da THD da corrente i_g em comparação ao caso com uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$, foi de 24%.

Tabela 2.5: THDs obtidos experimentalmente da topologia MM8B1B.

THDs Experimentais			
Correntes	$P-1P (\mu = 0,5)$	$P-2P (\mu = 0,5)$	$P-2P (\mu = 1)$
i_g	3,52%	3,22%	2,68%
i_{1a}	3,66%	4,4%	5,42%

Na Figura 2.61, são exibidos os resultados experimentais que mostram o efeito da utilização de duas portadoras PWM (*interleaved*), nas correntes internas dos conversores 1 e 3 (i_{1a} e i_{3a}) e

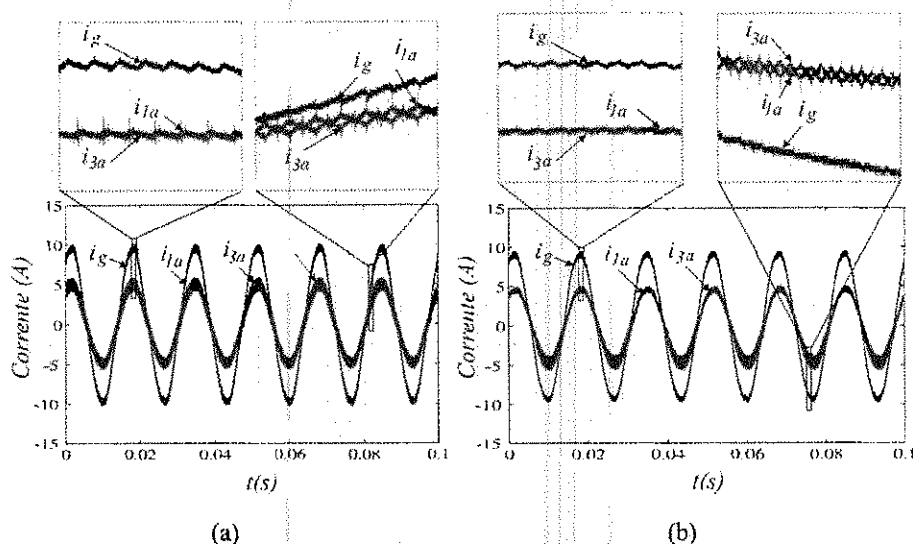


Figura 2.61: Resultados experimentais mostrando a aplicação de duas portadoras PWM. (a) Correntes i_g , i_{1a} e i_{3a} , com $\mu = 0.5$. (b) Correntes i_g , i_{1a} e i_{3a} , com $\mu = 1$.

na corrente da rede (i_g), para $\mu = 0,5$ e $\mu = 1$. Quando se utiliza $\mu = 0,5$, nos picos positivos, o cancelamento das oscilações de alta frequência das correntes i_{1a} e i_{3a} não é perfeito, mas a corrente i_g tem uma redução nas suas oscilações de alta frequência [Figura 2.61(a)]. Por outro lado, no cruzamento por zero, tem-se um cancelamento perfeito das oscilações de alta frequência das correntes internas dos conversores [Figura 2.61(a)], devido ao ciclo de trabalho próximo de 50%. Quando se utiliza $\mu = 1$, durante pico positivo, as oscilações de alta frequência das correntes i_{1a} e i_{3a} são bastante elevadas, contudo, tem-se o cancelamento perfeito dessas oscilações de forma que a corrente da rede apresente a menor THD, como pode ser observado na Figura 2.61(b). No pico negativo, em virtude da estratégia PWM utilizada, as componentes de alta frequência são atenuadas [conforme mostrado na Figura 2.61(b)].

2.3.11 Desempenho da Topologia MM8B1B

A Tabela 2.6 resume o desempenho da topologia MM8B1B, levando em consideração os três critérios de comparação abordados neste trabalho, em relação ao desempenho da topologia convencional, com $\mu = 0,5$.

Em resumo, o desempenho da topologia MM8B1B com uma portadora PWM, é igual ao desempenho da topologia convencional. Se a THD e/ou WTHD da corrente de entrada e/ou da tensão da carga foram utilizadas como fator de mérito, a utilização de quatro portadoras PWM, com $\mu = 0,5$, deve ser selecionada, pois, nesse caso, a redução da THD foi de aproximadamente 69% em relação à topologia convencional, além disso, tem-se uma redução de praticamente 70% nas perdas de alta frequência dos capacitores. Contudo, as perdas totais nos semicondutores, são iguais as da topologia convencional, e a THD das correntes internas é quase quatro vezes maior que a da corrente i_g . Para reduzir as perdas nos semicondutores, uma boa solução, para a topologia

Tabela 2.6: Resumo do desempenho da topologia MM8B1B.

Topologia MM8B1B						
PWM		$P-1P$	$P-2P$		$P-4P$	
Critérios		$\mu = 0,5$	$\mu = 0,5$	$\mu = 0$ ou 1	$\mu = 0,5$	$\mu = 0$ ou 1
WTHD	i_g	1,0	1,0	0,53	0,31	0,53
	e_l	1,0	1,0	0,53	0,31	0,53
	i_{1a}	1,0	3,80	2,74	3,66	2,74
THD(i_g)	l_n	$\geq 1,0$	$\geq 1,0$	$\geq 0,6$	$\geq 0,4$	$\geq 0,6$
	f_{ch}	$\geq 10kHz$	$\geq 10kHz$	$\geq 6kHz$	$\geq 4kHz$	$\geq 6kHz$
$P_{c,loss}^{h,f}$		1,0	1,06	0,40	0,29	0,48
P_t		1,0	1,0	0,64	1,0	0,64

proposta, é a utilização de duas portadoras PWM, com $\mu = 0$ ou $\mu = 1$, pois, nesse cenário, tem-se uma redução de 47% da THD da corrente i_g , de 60% das perdas nos capacitores do barramento CC e de 36% das perdas totais nos semicondutores quando comparada com a topologia convencional. Enquanto que, a WTHD das correntes internas é 2,7 vezes maior que a WTHD da corrente da rede.

2.4 Conversor Monofásico-Monofásico com Seis Braços e Dois Barramentos CC

O conversor monofásico-monofásico com seis braços e dois barramentos (MM6B2B), mostrado na Figura 2.62, é formada por quatro conversores monofásicos (conversores 1, 2, 3 e 4), dois braços compartilhados (braços s_1 e s_2), uma carga monofásica, oito impedâncias de filtro $L'_g, L_1, L_2, L_{s1}, L_{s2}, L_3, L_4$ e L'_l , e dois barramentos CC. O conversor 1 é formado pelas chaves q_1, \bar{q}_1, q_{s1} e \bar{q}_{s1} , o conversor 2 é formado pelas chaves q_2, \bar{q}_2, q_{s1} e \bar{q}_{s1} , o conversor 3 é formado pelas chaves q_3, \bar{q}_3, q_{s2} e \bar{q}_{s2} e o conversor 4 é formado pelas chaves q_4, \bar{q}_4, q_{s2} e \bar{q}_{s2} .

2.4.1 Modelo do Sistema

O modelo completo do sistema com a generalização da topologia MM6B2B, utilizando N conversores CA-CC-CA em paralelo, é apresentado no apêndice B.3. A seguir é apresentado o modelo da topologia MM6B2B, mostrado na Figura 2.62, com $L'_g = L'_l = 0$. Para os conversores monofásicos no lado da rede elétrica, conversores 1 e 3, as seguintes equações são encontradas:

$$e_g = z_1 i_1 - z_{s1} i_{s1} + v_1 \quad (2.160)$$

$$e_g = z_3 i_3 - z_{s2} i_{s2} + v_3 \quad (2.161)$$

$$i_g = i_1 + i_3 \quad (2.162)$$

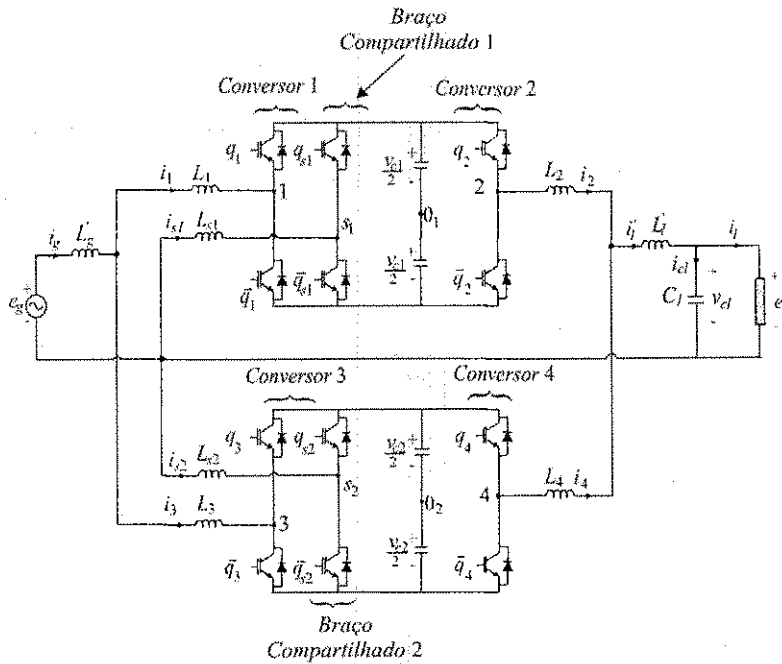


Figura 2.62: Conversor CA-CC-CA monofásico-monofásico com seis braços e dois barramentos (MM6B2B).

onde $z_1 = r_1 + pl_1$ e $z_3 = r_3 + pl_3$ são as impedâncias de filtro dos indutores L_1 e L_3 , respectivamente, $z_{s1} = r_{s1} + pl_{s1}$ e $z_{s2} = r_{s2} + pl_{s2}$ são as impedâncias de filtro dos indutores L_{s1} e L_{s2} dos braços compartilhados, $v_1 = v_{10_1} - v_{s10_1}$, $v_3 = v_{30_2} - v_{s20_2}$, v_{10_1} e v_{30_2} são as tensões de polo dos conversores 1 e 3, e v_{s10_1} e v_{s20_2} são, respectivamente, as tensões de polo dos braços compartilhados.

Para os conversores no lado da carga, conversores 2 e 4, encontram-se:

$$e_l = -z_2 i_2 - z_{s1} i_{s1} + v_2 \quad (2.163)$$

$$e_l = -z_4 i_4 - z_{s2} i_{s2} + v_4 \quad (2.164)$$

$$i_l' = i_2 + i_4 \quad (2.165)$$

onde $z_2 = r_2 + pl_2$ e $z_4 = r_4 + pl_4$ são, respectivamente, as impedâncias de filtro dos indutores L_2 e L_4 , $v_2 = v_{20_1} - v_{s10_1}$, $v_4 = v_{40_2} - v_{s20_2}$, v_{20_1} e v_{40_2} são, respectivamente, as tensões de polo dos conversores 2 e 4. As correntes na carga, no filtro capacitivo e nos braços compartilhados são definidas por:

$$i_l = i_l' - i_{cl} \quad (2.166)$$

$$i_{cl} = C_l \frac{dv_{cl}}{dt} \quad (2.167)$$

$$i_{s1} = i_2 - i_l \quad (2.168)$$

$$i_{s2} = i_4 - i_l \quad (2.169)$$

Em virtude do número reduzido de braços, não há formação de uma malha de circulação entre os conversores, não permitindo o surgimento de uma corrente de circulação. Assim, as expressões

(2.160)-(2.169) representam o modelo dinâmico do conversor CA-CC-CA proposto. Dessas equações, utilizam-se as tensões v_1 e v_3 para regular as correntes i_1 e i_3 dos conversores 1 e 3, respectivamente. Já as tensões v_2 e v_4 , dos conversores 2 e 4, são utilizadas para controlar a tensão fornecida à carga monofásica. Em todos os casos, as correntes i_{s1} e i_{s2} são consideradas perturbações para o sistema de controle.

Considerando o sistema equilibrado, ou seja, $z_2 = z_{s1} = z_3 = z_4 = z_{s2} = z_1$, o modelo do sistema, torna-se:

$$e_g = 2z_1 i_1 - z_1 i_2 + v_1 \quad (2.170)$$

$$e_g = 2z_1 i_3 - z_1 i_4 + v_3 \quad (2.171)$$

$$e_l = -2z_1 i_2 + z_1 i_1 + v_2 \quad (2.172)$$

$$e_l = -2z_1 i_4 + z_1 i_3 + v_4. \quad (2.173)$$

Somando as equações (2.170) e (2.171) e adicionando as equações (2.162),(2.168) e (2.169), o modelo simplificado de entrada do sistema é escrito da seguinte forma:

$$v_g = \frac{v_1 + v_3}{2} = e_g - z_1 i_g + \frac{z_1}{2} i'_l \quad (2.174)$$

Por outro lado, somando as equações (2.172) e (2.173) e adicionando as equações (2.165),(2.168) e (2.169), o modelo simplificado da tensão de saída do sistema torna-se

$$v_l = \frac{v_2 + v_4}{2} = e_l + z_1 i'_l - \frac{z_1}{2} i_g \quad (2.175)$$

a partir dessa equação, percebe-se que a distorção harmônica da corrente da rede i_g depende da componente da corrente i'_l e da componente da tensão fornecida pelos conversores 1 e 3 $v_g = (v_1 + v_3)/2$, enquanto a distorção harmônica da tensão da carga depende da componente da corrente da rede i_g e da tensão fornecida pelos conversores 2 e 4 $v_l = (v_2 + v_4)/2$.

Assumindo que $z_g = z_1$, o modelo da topologia MM6B2B é simplificado para:

$$v_1 = e_g - z_g(2i_1 - i_2) \quad (2.176)$$

$$v_3 = e_g - z_g(2i_3 - i_4) \quad (2.177)$$

$$v_g = e_g - z_g i_g + \frac{z_g}{2} i'_l \quad (2.178)$$

$$v_2 = e_l + z_g(2i_2 - i_1) \quad (2.179)$$

$$v_4 = e_l + z_g(2i_4 - i_3) \quad (2.180)$$

$$v_l = e_l + z_g i'_l - \frac{z_g}{2} i_g. \quad (2.181)$$

2.4.2 Estratégia PWM

As tensões de polo v_{k0_1} , v_{j0_2} , v_{s10_1} e v_{s20_2} , com $k = 1, 2$ e $j = 3, 4$, podem ser escritas em função dos estados de condução das chaves, isto é,

$$v_{k0_1} = (2s_{qk} - 1) \frac{v_{c1}}{2} \quad (2.182)$$

$$v_{j0_2} = (2s_{qj} - 1) \frac{v_{c2}}{2} \quad (2.183)$$

$$v_{s10_1} = (2s_{qs1} - 1) \frac{v_{c1}}{2} \quad (2.184)$$

$$v_{s20_2} = (2s_{qs2} - 1) \frac{v_{c2}}{2} \quad (2.185)$$

onde s_{qk} , s_{qj} , s_{qs1} e s_{qs2} são os estados de condução das chaves.

Considerando que as tensões de referência v_1^* , v_2^* , v_3^* e v_4^* são fornecidas pelos controladores, tem-se:

$$v_1^* = v_{10_1}^* - v_{s10_1}^* \quad (2.186)$$

$$v_2^* = v_{20_1}^* - v_{s10_1}^* \quad (2.187)$$

$$v_3^* = v_{30_2}^* - v_{s20_2}^* \quad (2.188)$$

$$v_4^* = v_{40_2}^* - v_{s20_2}^* \quad (2.189)$$

Os sinais de gatilho das chaves, podem ser obtidos diretamente das equações da tensão de polo de referência $v_{10_1}^*$, $v_{20_1}^*$, $v_{30_2}^*$, $v_{40_2}^*$, $v_{s10_1}^*$ e $v_{s20_2}^*$. Assim, as equações (2.186)-(2.189) 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

$$v_x^* = v_{s10_1}^* \quad (2.190)$$

$$v_y^* = v_{s20_2}^* \quad (2.191)$$

A partir das equações (2.190), (2.191) e (2.186)-(2.189), as tensões de polo de referência são escritas da seguinte forma:

$$v_{10_1}^* = v_1^* + v_x^* \quad (2.192)$$

$$v_{20_1}^* = v_2^* + v_x^* \quad (2.193)$$

$$v_{30_2}^* = v_3^* + v_y^* \quad (2.194)$$

$$v_{40_2}^* = v_4^* + v_y^* \quad (2.195)$$

$$v_{s10_1}^* = v_x^* \quad (2.196)$$

$$v_{s20_2}^* = v_y^* \quad (2.197)$$

Dessas equações, observa-se que as tensões de polo dependem das tensões v_1^* , v_2^* , v_3^* , e v_4^* , como também das tensões auxiliares v_x^* e v_y^* . As tensões auxiliares podem ser escolhidas de forma

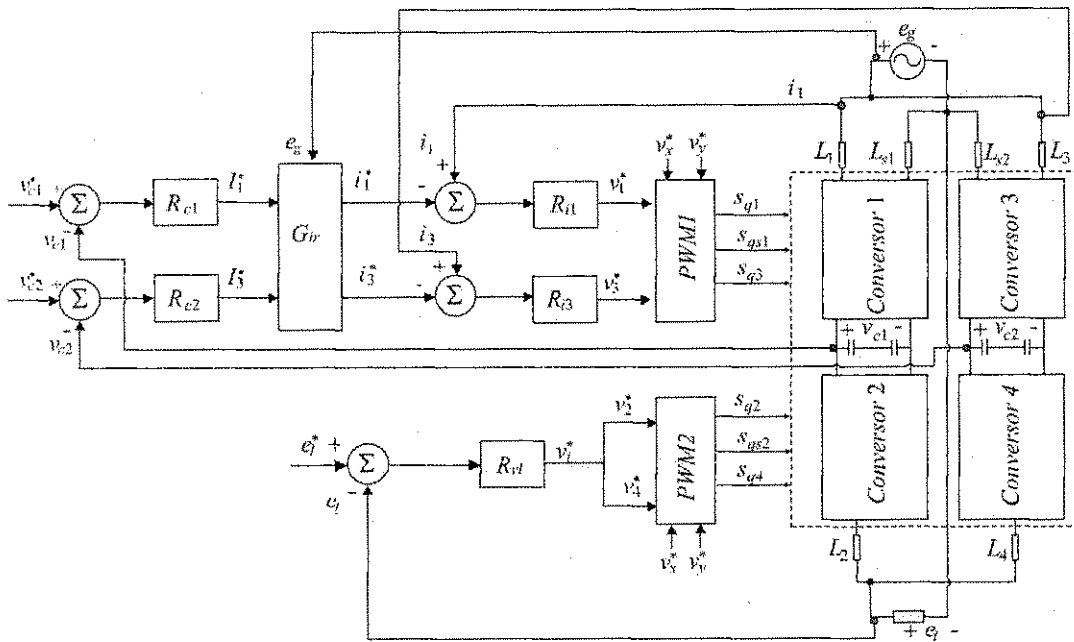


Figura 2.63: Diagrama de blocos do controle do conversor CA-CC-CA MM6B2B.

independente, desde que, os máximos e mínimos das tensões de polo sejam respeitados a partir das equações (2.62)-(2.65), (2.68) e (2.69), com $V_{x1}^* = \{v_1^*, v_2^*, 0\}$ e $V_{y1}^* = \{v_3^*, v_4^*, 0\}$.

Os sinais de gatilho das chaves podem ser obtidos pela comparação da tensão de polo com uma, duas ou quatro portadoras PWM. Com duas portadoras PWM, as tensões de polo dos conversores 1 e 2 são comparadas com a triangular v_{t1} , e as tensões de polo dos conversores 3 e 4 são comparadas com a triangular de alta frequência v_{t2} . Por outro lado, com quatro portadoras PWM, as tensões de polo v_{101} e v_{201} ; v_{s202} ; v_{s302} e v_{s402} ; e v_{s101} são comparadas com as portadoras v_{t1} , v_{t2} , v_{t3} e v_{t4} , respectivamente [veja a Figura 2.4].

2.4.3 Estratégia de Controle

O diagrama de controle do conversor MM6B2B (mostrado na Figura 2.62) é apresentado na Figura 2.63. A partir do diagrama, 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, é regulada pelo controlador R_{c2} definindo a amplitude de corrente I_3^* desejada na entrada do conversor 3. O controle do fator de potência é obtido sincronizando as correntes instantâneas de referência i_1^* e i_3^* , com a tensão da rede monofásica aplicando o bloco de sincronismo G_{ir} , baseado no esquema de um PLL.

Os controles das correntes i_1^* e i_3^* são implementados usando dois controladores de dupla sequência, definidos pelas equações (2.71)-(2.73), representados pelos bloco R_{i1} e R_{i3} . Esses controladores determinam as tensões de referência v_1^* e v_3^* dos conversores 1 e 3, respectivamente.

O controle da tensão na carga é realizado a partir do controle PI de dupla sequência, represen-

tado pelo bloco R_{vl} . O controlador é definido por (2.71)-(2.73), com $\varepsilon_j = v_j^* - v_j$, $j = l$, $m = i$, e sua frequência ω_e é igual a frequência da carga. Na saída desse controlador, encontra-se a tensão de referência v_l^* . Para garantir a divisão do fluxo igualmente entre os conversores, caso o sistema seja equilibrado, é aplicado a cada inversor metade dessa tensão, ou seja, $v_2^* = v_4^* = v_l^*/2$.

As tensões de referência geradas pelos controladores v_1^* e v_3^* e as tensões auxiliares v_x^* e v_y^* são aplicadas ao bloco *PWM1* para o cálculo das tensões de polo de referência, definidas pelas equações (2.192), (2.193) e (2.196). As tensões v_2^* e v_4^* e as tensões auxiliares v_x^* e v_y^* são aplicadas ao bloco *PWM2* para determinar as tensões de polo de referência, definidas pelas equações (2.194), (2.195) e (2.197). Essas tensões de polo são comparadas com uma, duas ou quatro portadoras PWM para gerar os sinais de gatilhos das chaves do conversor MM6B2B.

2.4.4 Análise da WTHD

São mostradas, na Figura 2.64, as curvas das WTHDs das tensões geradas na entrada e na saída da topologia proposta [$v_g = (v_1 + v_3)/2$ e $v_l = (v_2 + v_4)/2$] e da topologia convencional [$v_g = v_{1a0} - v_{1b0}$ e $v_l = v_{2a0} - v_{2b0}$] em função do fator de distribuição de roda livre μ . Esses resultados foram obtidos de acordo com parâmetros apresentados na Tabela A.3. As WTHDs das tensões v_g e v_l estão diretamente associadas às distorções harmônicas da corrente da rede monofásica (i_g) e da tensão da carga (e_l), como mostrado nas equações (2.174) e (2.175), respectivamente.

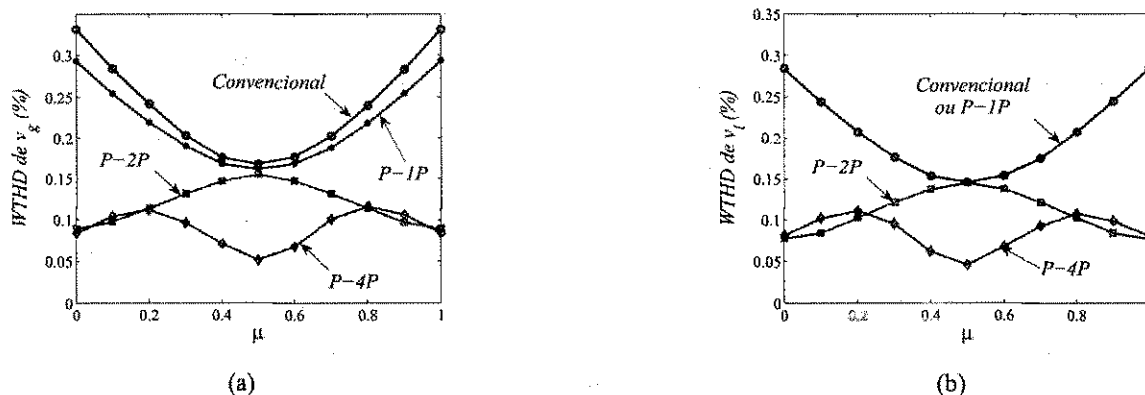


Figura 2.64: WTHD das tensões em função do fator de distribuição de roda livre μ da topologia MM6B2B. (a) Tensão v_g . (b) Tensão v_l .

A partir da Figura 2.64(a), observa-se que a WTHD da tensão v_g , da configuração proposta com uma portadora PWM (*P-1P*), é menor que a WTHD da topologia convencional para qualquer valor de μ . Uma maior redução na WTHD pode ser obtida utilizando duas ou quatro portadoras PWM (*P-2P* ou *P-4P*). Contudo, a menor WTHD é obtida usando quatro portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. A Figura 2.64(b) mostra as curvas das WTHDs da tensão v_l gerada pelos conversores no lado da carga (conversores 2 e 4). Nota-se que, com uma portadora PWM, a WTHD da topologia MM6B2B é igual à WTHD da topologia convencional. Com duas portadoras PWM, para o caso

particular em que $\mu = 0,5$, a WTHD é igual a da topologia convencional, contudo, para os outros valores de μ a WTHD é menor. A menor WTHD da tensão v_l é obtida com quatro portadoras PWM e $\mu = 0,5$. A redução das WTHDs das tensões v_g e v_l , utilizando duas portadoras PWM (com $\mu = 1$), foi aproximadamente 45,0%, enquanto que, usando quatro portadoras PWM (com $\mu = 0,5$), a redução é aproximadamente 70,0% em comparação com a topologia convencional (com $\mu = 0,5$).

2.4.5 Análise da THD para Diferentes Indutâncias de Filtro

É mostrada, na Figura 2.65, a THD da corrente da rede i_g em função de μ para diferentes valores de l_n . Observa-se que a THD da corrente i_g da topologia proposta com uma portadora PWM

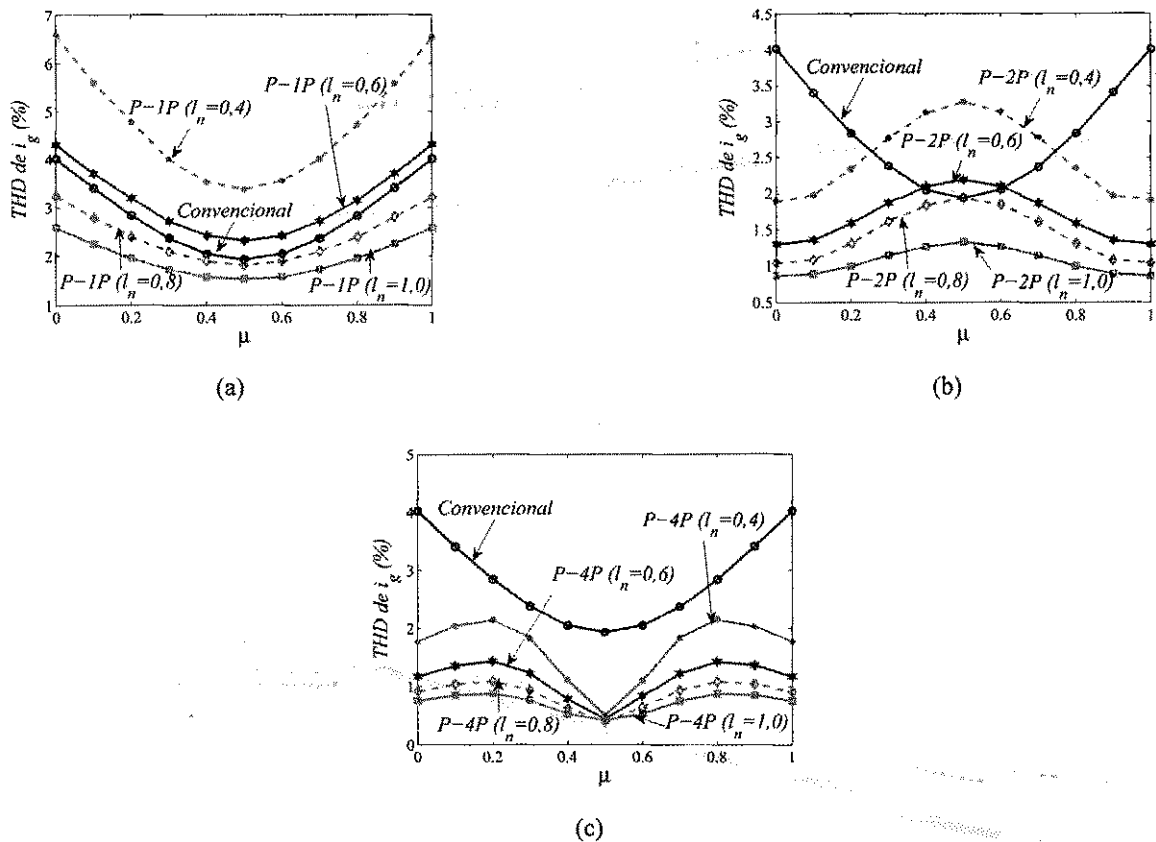


Figura 2.65: THDs da corrente i_g em função de μ e de l_n da topologia MM6B2B. (a) Usando uma portadora PWM. (b) Usando duas portadoras PWM. (c) Usando quatro portadoras PWM.

(P-1P), é menor que a THD da topologia convencional, para $l_n \geq 0,8$ (isto é, $l_g(P) \geq 0,8l_g(C)$) [como ilustrado na Figura 2.65(a)]. Usando duas portadoras PWM (P-2P), observar-se que a THD da topologia proposta é menor que da topologia convencional, quando $l_n \geq 0,4$ [veja a Figura 2.65(b)]. Por outro lado, com quatro portadoras PWM (P-4P) a THD é sempre menor que a da topologia convencional, quando $l_n \geq 0,4$, conforme mostrado na Figura 2.65(c).

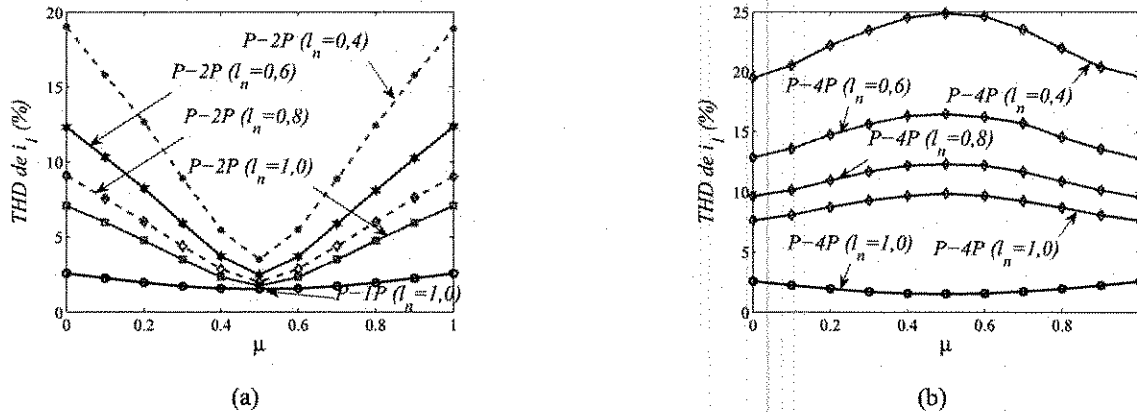


Figura 2.66: THDs da corrente i_1 em função de μ e de l_n da topologia MM6B2B. (a) Usando duas portadoras PWM. (b) Usando quatro portadoras PWM.

Contudo, a redução no valor das indutâncias de filtro piora as THDs das correntes internas, como mostrado na Figura 2.66 para a corrente i_1 . O perfil da THD da corrente i_3 é similar e não é apresentado. Dos resultados apresentados, observa-se que as THDs da corrente i_1 com duas ou quatro portadoras PWM são sempre maiores que as THDs obtidas com uma portadora PWM.

2.4.6 Análise da THD em Função da Frequência Chaveamento

As curvas das THDs da corrente i_g usando uma, duas ou quatro portadoras PWM em função de μ e com $l_n = 1, 0$, para diferentes frequências de chaveamento, são mostradas na Figura 2.67. Nota-se que, usando uma portadora PWM ($P-1P$), pode se obter uma THD menor que a THD da topologia convencional (C), com $f_{ch} = 10kHz$, quando $f_{ch} \geq 8kHz$ [Figura 2.67(a)]. Usando duas portadoras PWM ($P-2P$), a THD é menor que a da topologia convencional, para uma frequência de chaveamento $f_{ch} \geq 6kHz$ [veja Figura 2.67(b)]. Contudo, a maior redução na frequência de chaveamento é obtida usando quatro portadoras PWM ($P-4P$), nesse caso, é possível trabalhar com uma frequência $f_{ch} \geq 4kHz$ [conforme ilustrado na Figura 2.67(c)].

2.4.7 Barramento CC

Para a análise do nível de tensão desejado no barramento CC , serão negligenciadas as oscilações da tensão do barramento, e o sistema será considerado equilibrado. Assim, a partir das equações (2.192)-(2.197), as tensões v_{c1} e v_{c2} mínimas são determinadas pelas seguintes equações:

$$v_{c\alpha}^* \geq \max |v_{k0\alpha}^* - v_{j0\alpha}^*| \quad (2.198)$$

$$v_{c\alpha}^* \geq \max |v_{k0\alpha}^* - v_{s10\alpha}^*| \quad (2.199)$$

$$\text{com } k = \begin{cases} 1, 2, & \text{se } \alpha = 1 \\ 3, 4, & \text{se } \alpha = 2 \end{cases}$$

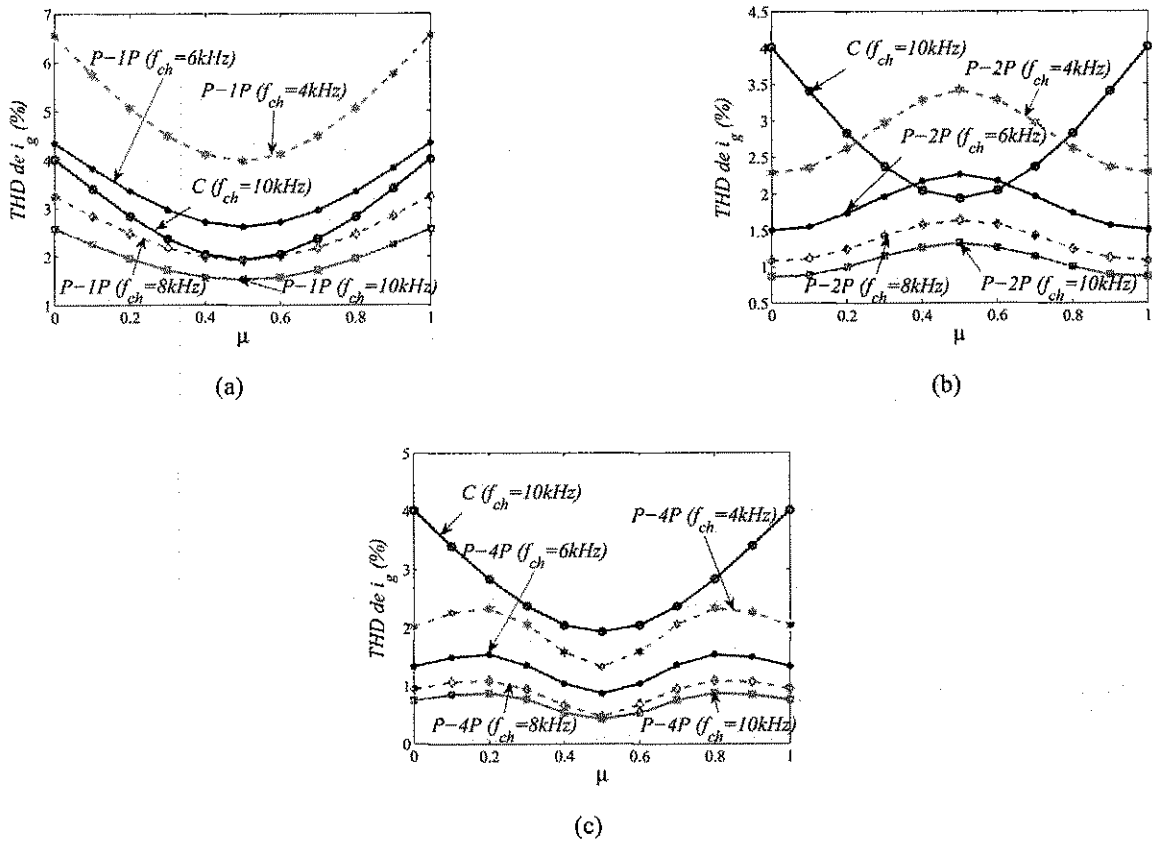


Figura 2.67: THDs da corrente i_g em função de μ e da frequência de chaveamento f_{ch} da topologia MM6B2B. (a) Usando uma portadora PWM. (b) Usando duas portadoras PWM. (c) Usando quatro portadoras PWM.

Assim, a partir da Figura 2.62, a tensão $v_{c\alpha}^*$ mínima desejada nos dois barramentos CC da topologia MM6B2B são determinadas por:

$$v_{c\alpha}^* \geq |v_g| \tag{2.200}$$

$$v_{c\alpha}^* \geq |v_l| \tag{2.201}$$

$$v_{c\alpha}^* \geq |v_g - v_l|. \tag{2.202}$$

Essas equações definem as tensões v_{c1}^* e v_{c2}^* mínimas necessárias para gerar as tensões de entrada e saída dos conversores da topologia MM6B2B. Nota-se que a tensão $v_{c\alpha}$ depende do ângulo de sincronismo (ε) entre as tensões e_g e e_l . Quando as tensões e_g e e_l não são sincronizadas, a tensão mínima $v_{c\alpha}^*$ é definida pela equação (2.202). Contudo, quando a frequência da rede e da carga são iguais (por exemplo, reguladores de tensão, fontes de tensão ininterrupta, etc.) as tensões e_g e e_l podem ser sincronizadas (a partir da técnica de sincronização apresentada em [85] e [86]), e a tensão $v_{c\alpha}$ mínima é definida pelas equações (2.200) e (2.201), como no conversor convencional.

A Figura 2.68(a) mostra o diagrama fasorial das tensões associadas à topologia MM6B2B, definido a partir da equação (2.202), para o ângulo de sincronismo $\varepsilon = 0^\circ$ e $\varepsilon = 180^\circ$. Nesse

diagrama, \widehat{E}_g , \widehat{V}_g , \widehat{E}_l , \widehat{V}_l e \widehat{V}_{gl} são os fasores associados às tensões e_g , v_g , e_l , v_l e $v_g - v_l$, respectivamente, e θ_g e θ_l são os ângulos de defasagem das tensões de entrada e saída. O ângulo de sincronismo ideal é obtido quando a tensão de entrada e_g está em fase com a tensão de saída e_l ($\varepsilon = 0^\circ$), dessa forma, o fasor da tensão $\widehat{V}_g - \widehat{V}_l$ é menor que o fasor \widehat{V}_l . Por outro lado, para $\varepsilon = 180^\circ$, o fasor de tensão $\widehat{V}_g - \widehat{V}_l$ é muito maior que \widehat{V}_l .

De fato, considerando $v_g = V_g \cos(\omega t - \theta_g)$ e $v_l = V_l \cos(\omega t + \varepsilon + \theta_l)$, a amplitude da tensão $v_g - v_l$ (V_{gl}) é determinada pela seguinte relação:

$$V_{gl} = \sqrt{V_g^2 + V_l^2 - 2V_g V_l \cos(\varepsilon + \theta_g + \theta_l)}. \quad (2.203)$$

Nesse sentido, a Figura 2.68(b) ilustra as tensões v_{c1} e v_{c2} mínimas desejadas em função do ângulo de sincronismo ε , variado de $[-180^\circ, 180^\circ]$, obtidas em simulação, utilizando os parâmetros mostrados na Tabela A.3. Observa-se que, para o ângulo de sincronismo $-60^\circ \leq \varepsilon \leq 60^\circ$, as tensões v_{c1} e v_{c2} , da topologia MM6B2B, são praticamente iguais à tensão v_c da topologia convencional.

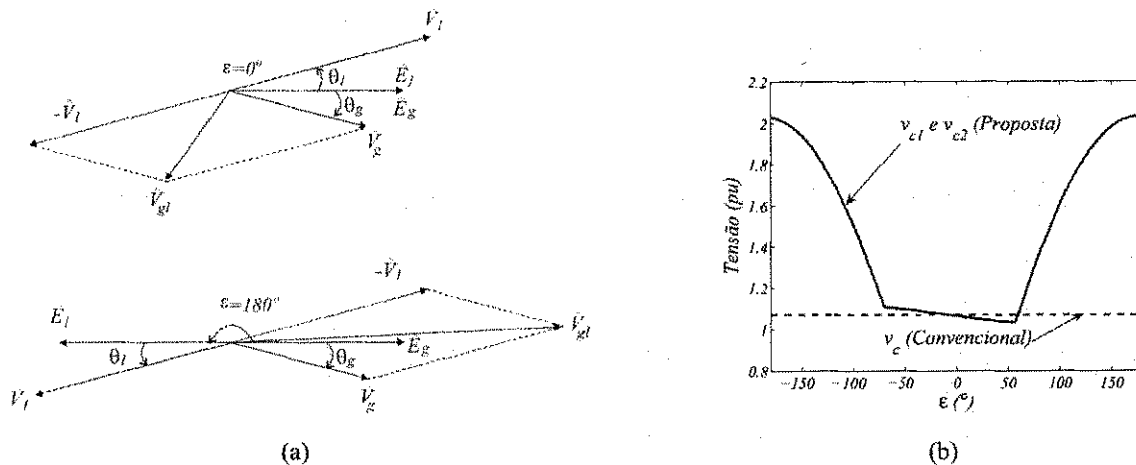


Figura 2.68: Tensão mínima necessária no barramento CC da topologia MM6B2B. (a) Diagrama fasorial com $\varepsilon = 0^\circ$ (figura superior) e $\varepsilon = 180^\circ$ (figura inferior). (b) Tensões v_c , v_{c1} e v_{c2} em função do ângulo de sincronismo ε .

A Figura 2.69 ilustra os espectros das harmônicas das correntes dos capacitores da topologia convencional e da topologia MM6B2B. As curvas mostradas nessa figura são: topologia convencional, com $\mu = 0$, $\mu = 0,5$ e $\mu = 1$, e topologia proposta (corrente do capacitor do barramento CC 1), usando uma, duas ou quatro portadoras PWM, com $\mu = 0$, $\mu = 0,5$ e $\mu = 1$. Os espectros das harmônicas da corrente do barramento CC 2 são iguais aos da corrente do barramento CC 1 (ou seja, $i_{c2} = i_{c1}$) e não serão apresentados. Esses resultados foram obtidos utilizando parâmetros apresentados na Tabela A.4.

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 quatro portadoras PWM, são praticamente metade das

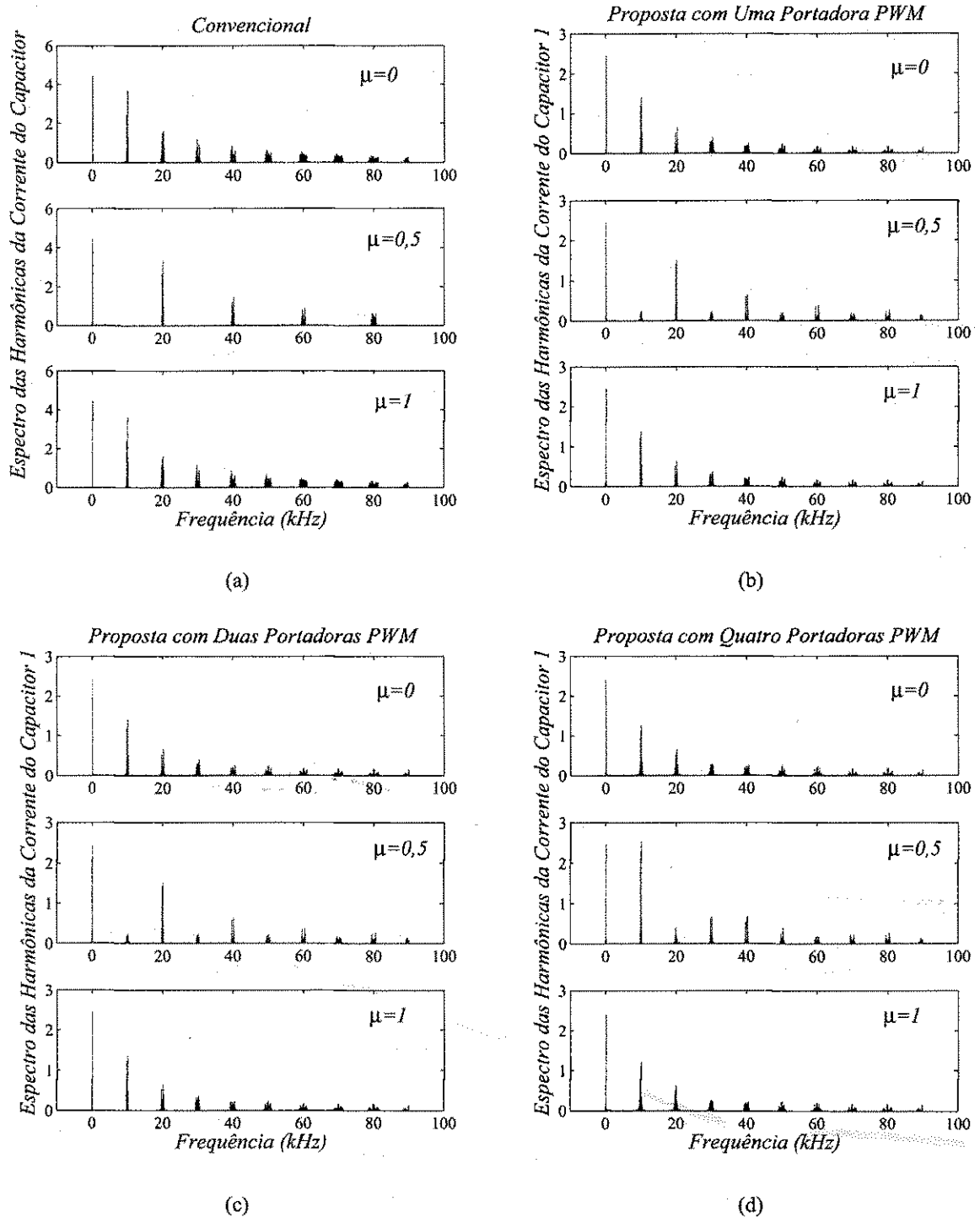


Figura 2.69: Espectro das harmônicas da corrente do capacitor. (a) i_c da topologia convencional. (b) i_{c1} da topologia proposta usando uma portadora PWM. (c) i_{c1} da topologia proposta usando duas portadoras PWM. (d) i_{c1} da topologia proposta usando quatro portadoras PWM.

amplitudes dos espectros das harmônicas da topologia convencional. Para a topologia MM6B2B, 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 igual ao caso usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. Para $\mu = 0$ ou $\mu = 1$ as harmônicas de alta frequência são maiores. Com quatro 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 ou duas portadoras PWM e $\mu = 0,5$.

A Tabela 2.7 mostra os valores da corrente $I_{c,rms}^{hf}$, calculados pela equação (2.93), a partir do espectro das harmônicas da corrente do capacitor mostrado na Figura 2.69(a), 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 ou duas portadoras PWM ($P-1P$ ou $P-2P$), com $\mu = 0,5$. Para esses dois casos, a redução na corrente RMS de alta frequência foi de aproximadamente 54% em comparação com a topologia convencional (C), com $\mu = 0,5$.

Tabela 2.7: Corrente $I_{c,rms}^{hf}$ da topologia MM6B2B normalizada pela corrente $I_{c,rms}^{hf}$ da topologia convencional.

Estratégias PWM	Corrente $I_{c,rms}^{hf}(P)/I_{c,rms}^{hf}(C)$		
	$\mu = 0$	$\mu = 0,5$	$\mu = 1$
$P-1P$	0,48	0,46	0,48
$P-2P$	0,48	0,46	0,48
$P-4P$	0,52	0,69	0,52

As perdas de potência de alta frequência ($P_{c,loss}^{hf}$) são definidas pela equação (2.94), considerando que, as capacitâncias dos dois barramentos CC , da topologia MM6B2B, 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 redução na corrente RMS de alta frequência do capacitor para a topologia proposta (com uma ou duas portadoras PWM com $\mu = 0,5$) equivale a 45,0% da corrente RMS da topologia convencional, as perdas de potência de alta frequência ($P_{c,loss}^{hf}$) nos capacitores dos dois barramentos CC equivalem à 40% das perdas da topologia convencional.

2.4.8 Correntes dos Braços Compartilhados

As correntes dos braços compartilhados, definidas pelas equações (2.168) e (2.169), dependem do fator de potência da carga [$\cos(\phi)$] e do ângulo de sincronismo (ε). É mostrado na Figura 2.70(a) o diagrama fasorial que ilustra as relações entre as correntes i_g , i_l e i_{s1} da topologia MM6B2B. Nesse diagrama, \hat{E}_g , \hat{V}_g , \hat{E}_l e \hat{V}_l representam os fasores associados as tensões e_g , v_g , e_l e v_l , respectivamente, \hat{I}_g , \hat{I}_l , \hat{I}_1 , \hat{I}_2 e \hat{I}_{s1} são os fasores associados as correntes i_g , i_l , i_1 , i_2 e i_{s1} , respectivamente, e $\cos(\phi)$ é o fator de potência da carga. Considerando o sistema equilibrado, as seguintes relações são consideradas: $i_1 = i_g/2$, $i_2 = i_l/2$ e $i_{s1} = i_{s2}$. Para esse caso em particular,

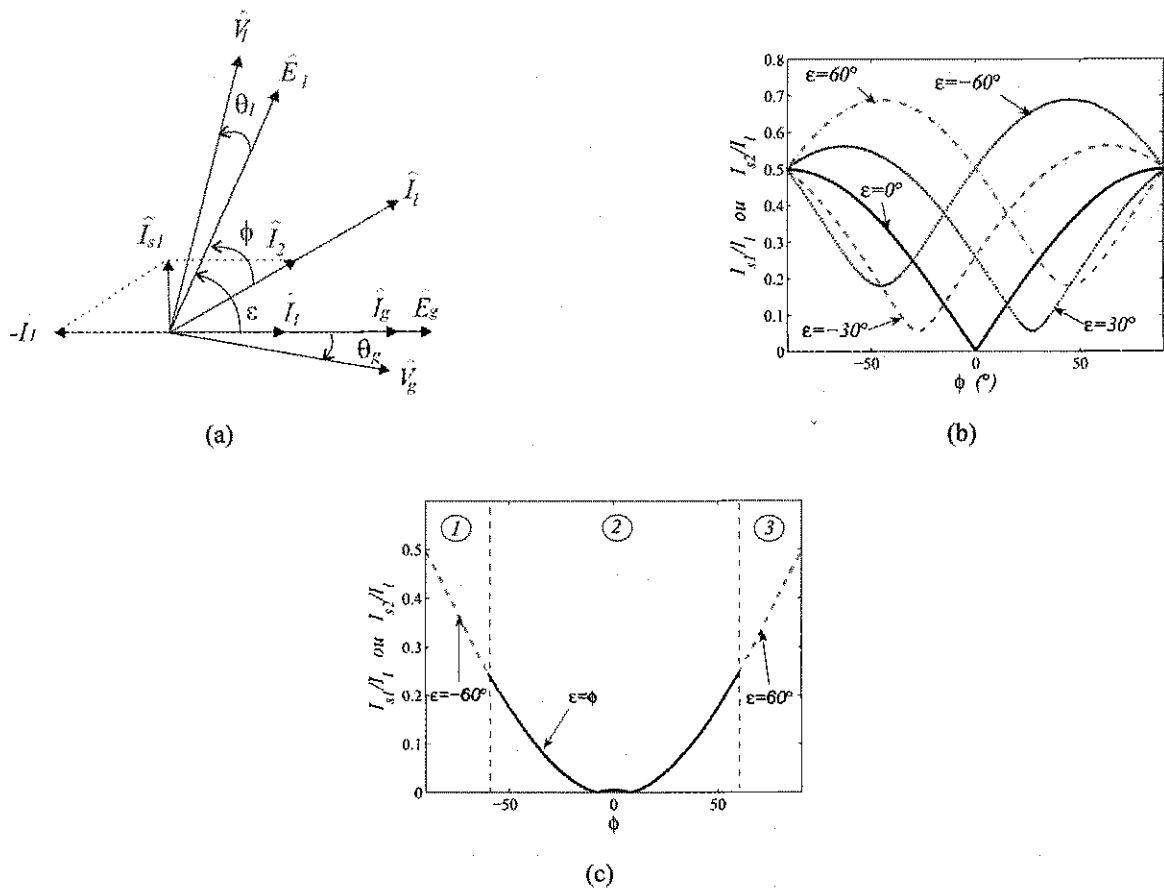


Figura 2.70: Correntes dos braços compartilhados da topologia MM6B2B. (a) Diagrama fasorial. (b) Amplitudes das correntes I_{s1} e I_{s2} normalizadas pela amplitude da corrente I_l . (c) Valor mínimo das amplitudes das correntes I_{s1} e I_{s2} normalizadas pela amplitude da corrente I_l .

as correntes dos braços compartilhados (i_{s1} e i_{s2}) são menores que as correntes da rede (i_g) e da carga (i_l).

Negligenciando as perdas no conversor, então $V_g I_g \cos(\theta_g) = V_l I_l \cos(\theta + \phi)$, onde V_g e V_l são as amplitudes das tensões v_g e v_l , respectivamente, e I_g e I_l são as amplitudes das correntes da rede e da carga, respectivamente. Portanto, do diagrama fasorial, as amplitudes das correntes dos braços compartilhados (I_{s1} e I_{s2}), normalizadas em relação a amplitude da corrente da carga (I_l), são definidas por:

$$\frac{I_{s1}}{I_l} = \frac{I_{s2}}{I_l} = \frac{1}{2} \sqrt{M^2 - 2M \cos(\epsilon - \phi) + 1} \quad (2.204)$$

com $M = \frac{V_l \cos(\phi + \theta_l)}{V_g \cos(\theta_g)}$.

A Figura 2.70(b) mostra as amplitudes das correntes dos braços compartilhados I_{s1} e I_{s2} normalizadas em relação à amplitude da corrente da carga I_l , em função do ângulo do fator de potência da carga (ϕ), obtidas utilizando os parâmetros mostrados na Tabela A.3, com ϕ variando de $[-60^\circ, +60^\circ]$ (quando $\phi > 0$ indica cargas capacitivas, e $\phi < 0$ cargas indutivas) e $\epsilon = -60^\circ$, $\epsilon = -30^\circ$, $\epsilon = 0^\circ$, $\epsilon = 30^\circ$ e $\epsilon = 60^\circ$. Desse resultados observa-se que para o ângulo de sincronismo $-60^\circ \leq \epsilon \leq 60^\circ$ as amplitudes das corrente dos braços compartilhados são sempre menores

que a amplitude da corrente da carga (i_l) para qualquer valor do fator de potência da carga.

As amplitudes mínimas das correntes dos braços compartilhados são obtidas quando o ângulo de sincronismo é igual ao ângulo do fator de potência da carga, isto é $\varepsilon = \phi$, contudo, o ângulo de sincronismo deve ser $-60^\circ \leq \varepsilon \leq 60^\circ$ para manter os níveis das tensões dos barramentos CC iguais ao nível de tensão do barramento CC da topologia convencional. Nesse contexto, é mostrado na Figura 2.70(c) os valores mínimos das amplitudes das correntes dos braços compartilhados normalizados pela corrente da carga para $\varepsilon = -60^\circ$ se $\phi < -60^\circ$ (região 1), $\varepsilon = \phi$ quando $-60^\circ \leq \phi \leq 60^\circ$ (região 2), e $\varepsilon = -60^\circ$ se $\phi > 60^\circ$ (região 3). Com base nessa figura, observa-se que as amplitudes das correntes dos braços compartilhados podem ser menores que a metade da amplitude da corrente da carga independente do fator de potência da carga.

2.4.9 Perdas nos Semicondutores

Na Figura 2.71, são mostradas as perdas estimadas em simulação da topologia MM6B2B, usando uma e duas portadoras PWM, com $\mu = 0$ e $\mu = 0,5$ e da topologia convencional, com $\mu = 0,5$. Esses resultados foram obtidos por simulação usando os parâmetros apresentados na Tabela A.4.

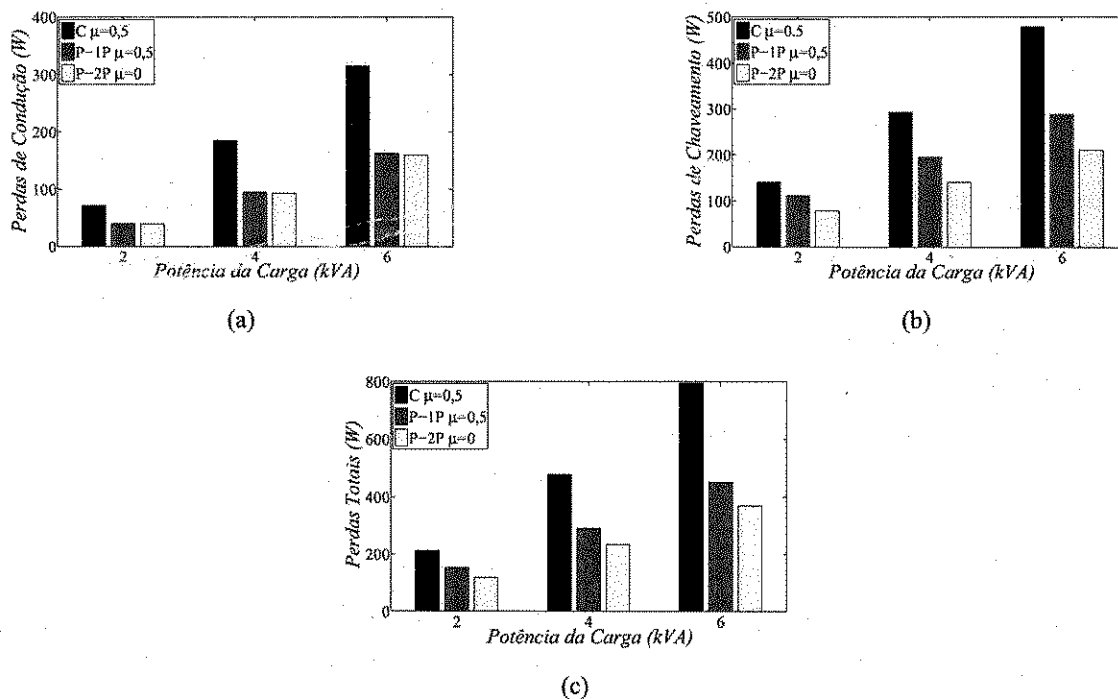


Figura 2.71: Perdas estimadas nos conversores da topologia MM6B2B. (a) Perda de Condução (P_{cd}). (b) Perdas de chaveamento (P_{ch}). (c) Perdas totais ($P_t = P_{cd} + P_{ch}$).

Dos resultados apresentados, percebe-se que as perdas nos conversores geradas na topologia proposta, são sempre menores que as perdas geradas pela topologia convencional. A maior redução das perdas totais é obtida quando se utiliza duas portadoras PWM, com $\mu = 0$. As perdas

estimadas, utilizando duas ou quatro portadoras PWM com $\mu = 0,5$ são iguais às obtidas com uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$, enquanto que, usando quatro portadoras, com $\mu = 0$ ou $\mu = 1$, ou duas portadoras, com $\mu = 1$, as perdas estimadas são iguais às obtidas usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0$. A Tabela 2.8 mostra as perdas totais da topologia MM6B2B [$P_t(P)$], normalizadas em função das perdas da topologia convencional [$P_t(C)$], isto é, $P_t(P)/P_t(C)$. Observa-se que as maiores reduções das perdas ocorreram com uso de duas portadoras PWM ($P-2P$), com $\mu = 0$. Nesse caso, a redução nas perdas totais estimada foi maior que 50% em comparação às perdas da topologia convencional.

Tabela 2.8: Perdas totais da topologia MM6B2B normalizadas em relação as perdas da topologia convencional [$P_t(P)/P_t(C)$].

Perdas [$P_t(P)/P_t(C)$]				
Estratégias PWM		Potências da Carga		
		2kVA	4kVA	6kVA
$P-1P$	$\mu = 0,5$	0,71	0,61	0,57
$P-2P$	$\mu = 0$	0,56	0,49	0,47

2.4.10 Resultados de Simulação

O comportamento dinâmico do conversor CA-CC-CA monofásico em paralelo com seis braços e dois barramentos CC (apresentado na Figura 2.62), foi estudado através de um programa de simulação dinâmica. Esses resultados foram obtidos considerando o sistema equilibrado, com os parâmetros mostrados na Tabela A.4.

Os resultados de simulação são apresentados nas Figuras 2.72-2.77. As curvas mostradas nessas figuras são: tensão e corrente da rede monofásica (e_g e i_g), correntes internas dos conversores 1 e 3 (i_1 e i_3), correntes dos braços compartilhados (i_{s1} e i_{s2}), tensões dos barramentos 1 e 2 (v_{c1} e v_{c2}), corrente e tensão da carga monofásica (i_l e e_l).

Nas Figuras 2.72 e 2.73, são mostrados os resultados utilizando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. Desses resultados, nota-se que o sistema de controle funcionou adequadamente, isto é, a corrente da rede é senoidal e está em fase com a tensão e_g [Figura 2.72(a)], as tensões dos barramentos CC estão controladas [Figuras 2.73(a) e 2.73(b)] e a tensão fornecida à carga está regulada e é senoidal [conforme mostrado na Figura 2.73(d)]. Além disso, em virtude da conexão dos conversores em paralelo, a topologia MM6B2B permite reduzir a amplitude das correntes internas i_1 e i_3 (metade da corrente da i_g) [veja as Figuras 2.72(b) e 2.72(c)]. Observa-se também, que a amplitude da corrente do braço compartilhado 1 (i_{s1}) é menor que a amplitude das correntes internas [como mostrado na Figura 2.72(d)].

Nas Figuras 2.74 e 2.75, são vistos os resultados utilizando duas portadoras PWM, com $\mu = 1$. A partir desses resultados, percebe-se uma redução nas componentes de alta frequência na corrente i_g e na tensão da carga e_l , comparado com o caso anterior com uma portadora PWM [veja as Figuras 2.74(a) e 2.75(d)]. Contudo, tem-se um aumento das componentes de alta frequência nas

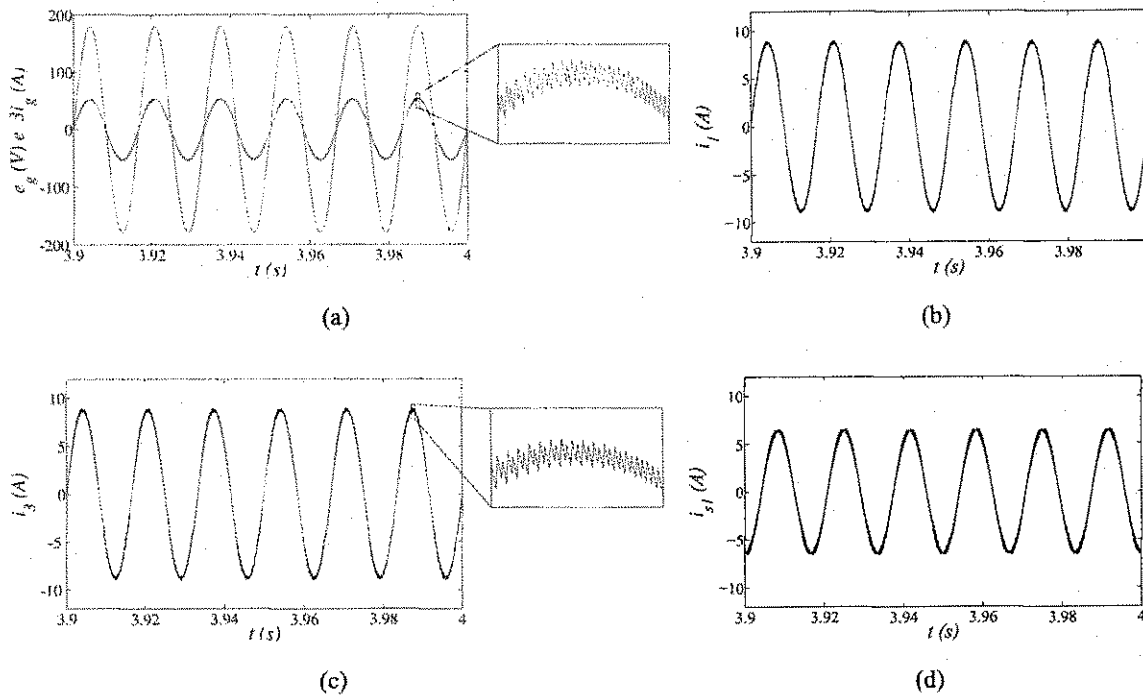


Figura 2.72: Resultados de simulação da topologia MM6B2B usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão e corrente da rede (e_g e i_g). (b) Corrente do conversor 1 (i_1). (c) Corrente do conversor 3 (i_3). (d) Corrente do braço compartilhado (i_{s1}).

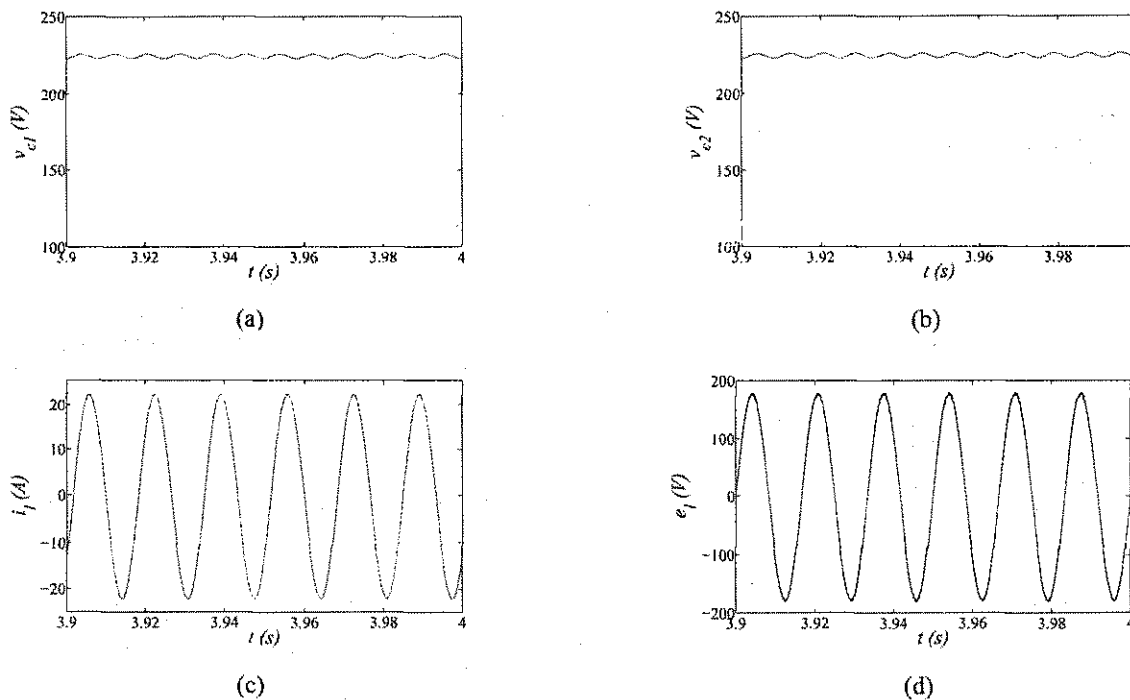


Figura 2.73: Resultados de simulação da topologia MM6B2B usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão do barramento 1 (v_{c1}). (b) Tensão do barramento 2 (v_{c2}). (c) Corrente da carga (i_l). (d) Tensão da carga (e_l).

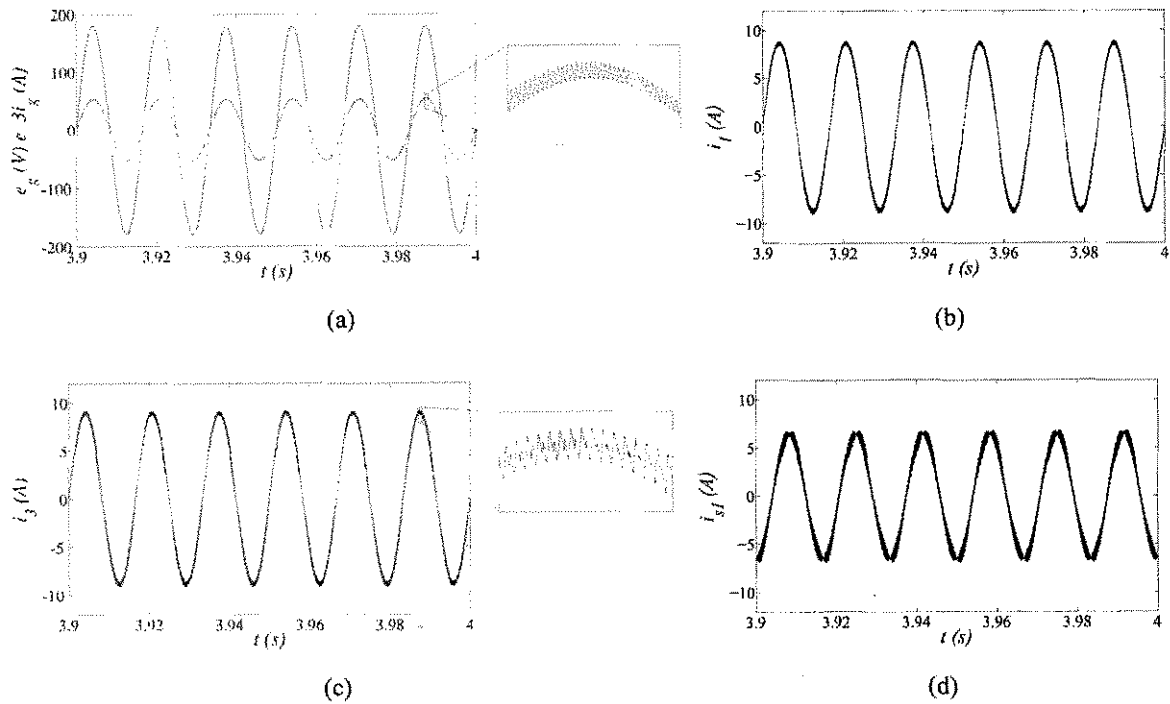


Figura 2.74: Resultados de simulação da topologia MM6B2B usando duas portadoras PWM, com $\mu = 1$. (a) Tensão e corrente da rede (e_g e i_g). (b) Corrente do conversor 1 (i_1). (c) Corrente do conversor 3 (i_3). (d) Corrente do braço compartilhado 1 (i_{s1}).

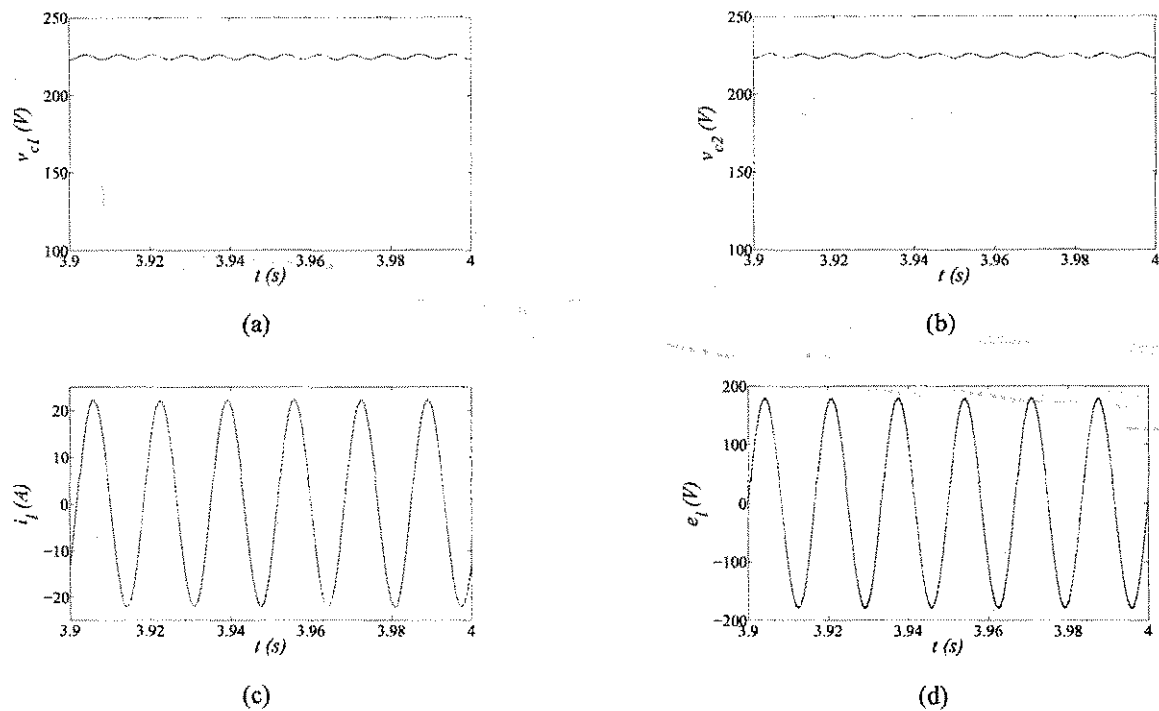


Figura 2.75: Resultados de simulação da topologia MM6B2B usando duas portadoras PWM, com $\mu = 1$. (a) Tensão do barramento 1 (v_{c1}). (b) Tensão do barramento 2 (v_{c2}). (c) Corrente da carga (i_l). (d) Tensão da carga (e_l).

correntes internas e no braço compartilhado (i_{1} , i_{3} e i_{s1}) [como visto nas Figuras 2.74(b), 2.74(c) e 2.74(d)]. Além disso, observa-se que as tensões v_{c1} e v_{c2} estão sob controle [Figuras 2.75(a) e 2.75(b)].

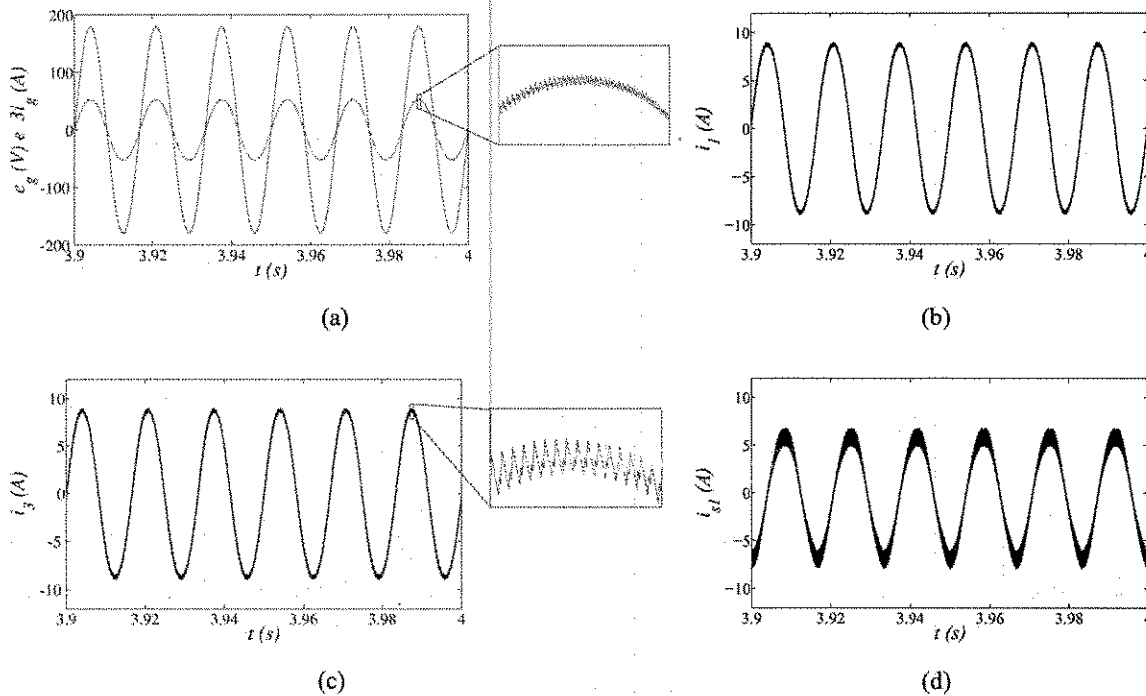


Figura 2.76: Resultados de simulação da topologia MM6B2B usando quatro portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão e corrente da rede (e_g e i_g). (b) Corrente do conversor 1 (i_1). (c) Corrente do conversor 3 (i_3). (d) Corrente do braço compartilhado 1 (i_{s1}).

Os resultados utilizando quatro portadoras PWM, com $\mu = 0,5$, são ilustrados nas Figuras 2.76 e 2.77. Observa-se que, com quatro portadoras PWM, a corrente da rede (i_g) e a tensão da carga (e_l), apresentam os menores valores de THD, em virtude da redução das componentes de alta frequência, quando comparados com os dois casos anteriores [conforme mostrado nas Figuras 2.76(a) e 2.77(d)]. Por outro lado, as componentes de alta frequência das correntes internas (i_{1a} e i_{3a}) e da corrente de braço compartilhado (i_{s1}) são maiores que no caso usando duas portadoras PWM, com $\mu = 1$ [como ilustrado nas Figuras 2.76(b), 2.76(c) e 2.76(d)].

2.4.11 Desempenho da Topologia MM6B2B

A Tabela 2.9 resume o desempenho da topologia MM6B2B, levando em consideração os três critérios de comparação abordados neste trabalho, em relação ao desempenho da topologia convencional, com $\mu = 0,5$.

O desempenho da topologia MM6B2B, com uma portadora PWM, é melhor que a da topologia convencional. Utilizando quatro portadoras PWM, com $\mu = 0,5$, tem-se uma redução da THD da corrente i_g (69%) e da tensão da carga (69%) e das perdas dos semicondutores (29%), contudo

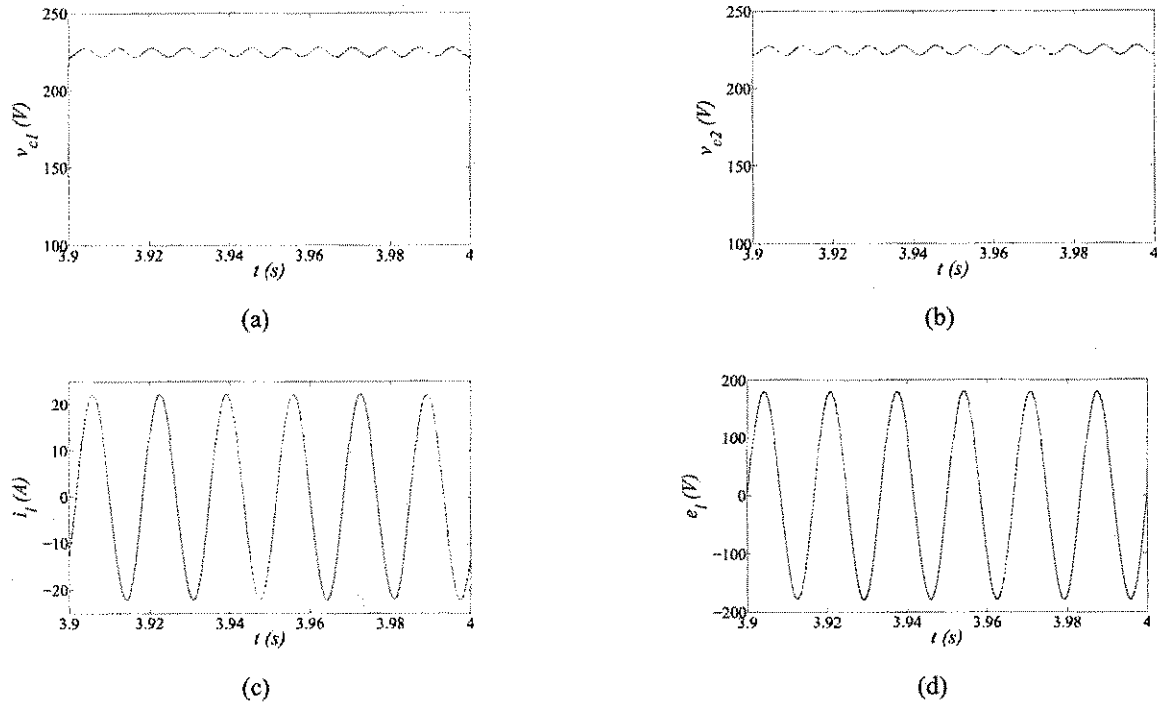


Figura 2.77: Resultados de simulação usando quatro portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão do barramento 1 (v_{c1}). (b) Tensão do barramento 2 (v_{c2}). (c) Corrente da carga (i_l). (d) Tensão da carga (e_l).

Tabela 2.9: Resumo do desempenho da topologia MM6B2B.

Topologia MM6B2B						
PWM		P-1P		P-2P		P-4P
Critérios		$\mu = 0,5$	$\mu = 0,5$	$\mu = 0$ ou 1	$\mu = 0,5$	$\mu = 0$ ou 1
WTHD	i_g	0,96	0,93	0,53	0,31	0,50
	e_l	1,0	1,0	0,52	0,31	0,56
	i_{1a}	0,79	0,90	3,65	5,09	3,94
THD(i_g)	l_n	$\geq 0,8$	$\geq 0,8$	$\geq 0,6$	$\geq 0,4$	$\geq 0,4$
	f_{ch}	$\geq 8kHz$	$\geq 8kHz$	$\geq 6kHz$	$\geq 4kHz$	$\geq 4kHz$
$P_{c,loss}^{hf}$		0,42	0,42	0,46	0,96	0,54
P_t		0,71	0,71	0,56	0,71	0,56

nesse caso as perdas de alta frequência dos capacitores do barramento CC são praticamente iguais as da topologia convencional, e a THD das correntes internas é cinco vezes maior que a da corrente i_g da topologia convencional. Por outro lado, utilizando duas portadoras PWM, com $\mu = 0$ ou $\mu = 1$, permite reduzir em 47% a THD da corrente rede e da tensão da carga, em mais de 50% as perdas de alta frequência dos capacitores do barramento CC , e em 44% as perdas nos semicondutores, e nesse caso, a THD das correntes internas é quase 4,0 vezes maior que a THD da corrente da rede da topologia convencional.

2.5 Conversor Monofásico-Monofásico com Cinco Braços e Um Barramento CC

O conversor monofásico-monofásico com cinco braços e um barramento CC (MM5B1B), mostrado na Figura 2.78, é formado por quatro conversores monofásicos (conversores 1, 2, 3 e 4), um braço compartilhado (braço s), uma carga monofásica, seis impedâncias de filtro L'_g , L_1 , L_2 , L_3 , L_4 e L'_l e um barramento CC . O conversor 1 é formado pelas chaves q_1 , \bar{q}_1 , q_s e \bar{q}_s , o conversor 2 é formado pelas chaves q_2 , \bar{q}_2 , q_s e \bar{q}_s , o conversor 3 é formado pelas chaves q_3 , \bar{q}_3 , q_s e \bar{q}_s e o conversor 4 é formado pelas chaves q_4 , \bar{q}_4 , q_s e \bar{q}_s .

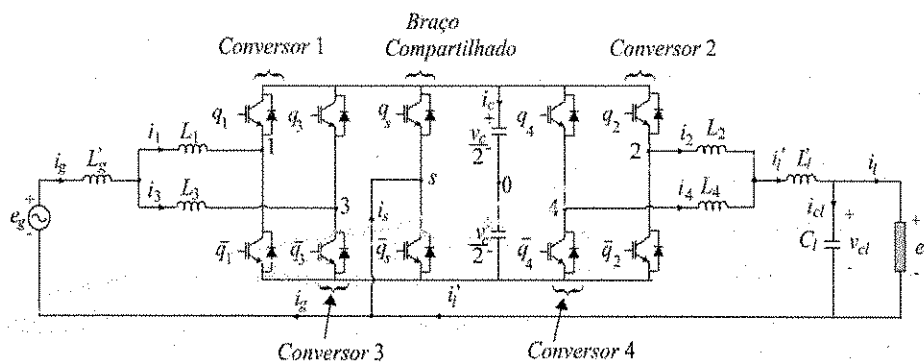


Figura 2.78: Conversor monofásico-monofásico com cinco braços e um barramento CC (topologia MM5B1B).

2.5.1 Modelo do Sistema

O modelo do conversor monofásico MM5B1B, mostrado na Figura 2.78 é apresentado a seguir. Dois casos são mostrados e analisados: o caso 1 considerando $L'_g = L'_l = 0$, e o caso 2 considerando $L'_g \neq 0$ e $L'_l \neq 0$. O caso geral com a generalização da topologia proposta utilizando N conversores em paralelo é apresentado no apêndice B.4.

Caso 1

Para os conversores monofásicos no lado da rede elétrica, conversores 1 e 3, encontram-se as seguintes equações:

$$e_g = z_1 i_1 + v_1 \quad (2.205)$$

$$e_g = z_3 i_3 + v_3 \quad (2.206)$$

$$i_g = i_1 + i_3 \quad (2.207)$$

onde $z_1 = r_1 + pl_1$ e $z_3 = r_3 + pl_3$ representam as impedâncias dos indutores L_1 e L_3 , respectivamente, $v_1 = v_{10} - v_{s0}$, $v_3 = v_{30} - v_{s0}$ e v_{s0} é a tensão de polo do braço compartilhado.

Para os conversores no lado da carga, conversores 2 e 4, encontra-se

$$e_l = -z_2 i_2 + v_2 \quad (2.208)$$

$$e_l = -z_4 i_4 + v_4 \quad (2.209)$$

$$i'_l = i_2 + i_4 \quad (2.210)$$

onde $z_2 = r_2 + pl_2$ e $z_4 = r_4 + pl_4$ representam as impedâncias dos indutores L_2 e L_4 , respectivamente, $v_2 = v_{20} - v_{s0}$ e $v_4 = v_{40} - v_{s0}$

As correntes no capacitor, na carga e no braço compartilhado são definidas por:

$$i_s = i'_l - i_g \quad (2.211)$$

$$i_l = i'_l - i_{cl} \quad (2.212)$$

$$i_{cl} = C_l \frac{dv_{cl}}{dt} \quad (2.213)$$

As expressões (2.205)-(2.213) representam o modelo dinâmico da topologia MM5B1B. Dessas equações, as tensões v_1 e v_3 são utilizadas para regular as correntes i_1 e i_3 de entrada dos conversores 1 e 3, e as tensões v_2 e v_4 são utilizadas para controlar a tensão fornecida à carga monofásica.

Considerando o conversor CA-CC-CA proposto equilibrado, ou seja $z_1 = z_3$ e $z_2 = z_4$ o modelo do sistema torna-se

$$e_g = z_1 i_1 + v_1 \quad (2.214)$$

$$e_g = z_1 i_3 + v_3 \quad (2.215)$$

$$e_l = -z_2 i_2 + v_2 \quad (2.216)$$

$$e_l = -z_2 i_4 + v_4 \quad (2.217)$$

Somando as equações (2.214) e (2.215) e adicionando a equação (2.207), encontra-se o modelo simplificado dos conversores monofásicos, isto é

$$v_g = \frac{v_1 + v_3}{2} = e_g - \frac{z_1}{2} i_g \quad (2.218)$$

Da mesma forma, somando as equações (2.216) e (2.217) e adicionando a equação (2.210), encontra-se o modelo simplificado dos conversores no lado da carga, ou seja

$$v_l = \frac{v_2 + v_4}{2} = e_l + \frac{z_2}{2} i_l' \quad (2.219)$$

A partir das equações (2.218)-(2.219), percebe-se que a distorção harmônica da corrente i_g e da tensão da carga e_l estão diretamente relacionada com a distorção harmônica das tensões $(v_1 + v_3)/2$ e $(v_2 + v_4)/2$, respectivamente.

O circuito equivalente do lado da rede, da topologia MM5B1B, é mostrado na Figura 2.79(a). A partir desse circuito, a impedância equivalente é determinada pela seguinte relação: $z_g = z_1/2$. De forma análoga, a impedância equivalente no lado da carga é: $z_l = z_2/2$. Assim, o modelo da topologia MM5B1B é representado pelas seguintes equações:

$$v_g = e_g - z_g i_g \quad (2.220)$$

$$v_l = e_l + z_l i_l' \quad (2.221)$$

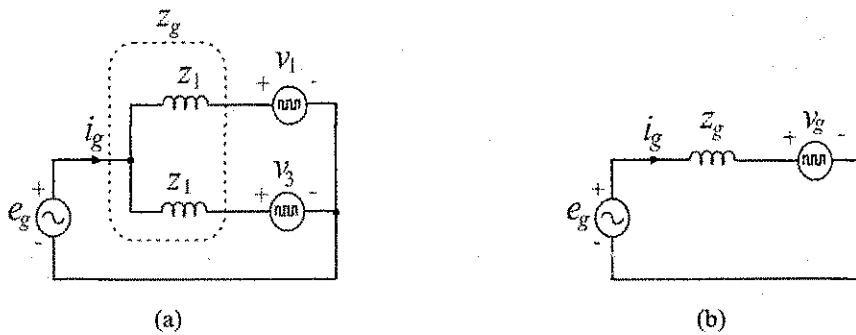


Figura 2.79: Circuitos equivalente do lado da rede caso 1. (a) Configuração MM5B1B. (c) Configuração MM5B1B final.

Para que o circuito equivalente final da topologia MM5B1B seja igual ao circuito equivalente da configuração convencional [Figura 2.3(c)], as seguintes relações devem ser satisfeitas: $z_g(P) = z_g(C)$ e $z_l(P) = z_l(C)$. Desta forma, as impedâncias da configuração proposta (z_1 e z_2) devem ser o dobro das impedâncias da topologia convencional, isto é, $z_1 = 2z_g(C)$ e $z_2 = 2z_l(C)$.

Caso 2

Para os conversores 1 e 3, encontram-se as seguintes equações

$$e_g = z_g' i_g + z_1 i_1 + v_1 \quad (2.222)$$

$$e_g = z_g' i_g + z_3 i_3 + v_3 \quad (2.223)$$

onde $z_g' = r_g' + p l_g'$ é a impedância do indutor L_g' .

Para os conversores 2 e 4, encontra-se

$$e_l = -z'_l i'_l - z_2 i_2 + v_2 \quad (2.224)$$

$$e_l = -z'_l i'_l - z_4 i_4 + v_4 \quad (2.225)$$

onde $z'_l = r'_l + pl'_l$ é a impedância do indutor L'_l .

Considerando o conversor CA-CC-CA proposto equilibrado, ou seja $z_1 = z_3 = z_1$ e $z_2 = z_4 = z_2$, o modelo do sistema, torna-se

$$e_g = z'_g i_g + z_1 i_1 + v_1 \quad (2.226)$$

$$e_g = z'_g i_g + z_1 i_3 + v_3 \quad (2.227)$$

$$e_l = -z'_l i'_l - z_2 i_2 + v_2 \quad (2.228)$$

$$e_l = -z'_l i'_l - z_2 i_4 + v_4. \quad (2.229)$$

Somando as equações (2.226) e (2.227) e adicionando a equação (2.207), encontra-se:

$$v_g = \frac{v_1 + v_3}{2} = e_g - \left(z'_g + \frac{z_1}{2} \right) i_g. \quad (2.230)$$

Da mesma forma, somando as equações (2.228) e (2.229) e adicionando a equação (2.210), encontra-se

$$v_l = \frac{v_2 + v_4}{2} = e_l + \left(z'_l + \frac{z_2}{2} \right) i'_l. \quad (2.231)$$

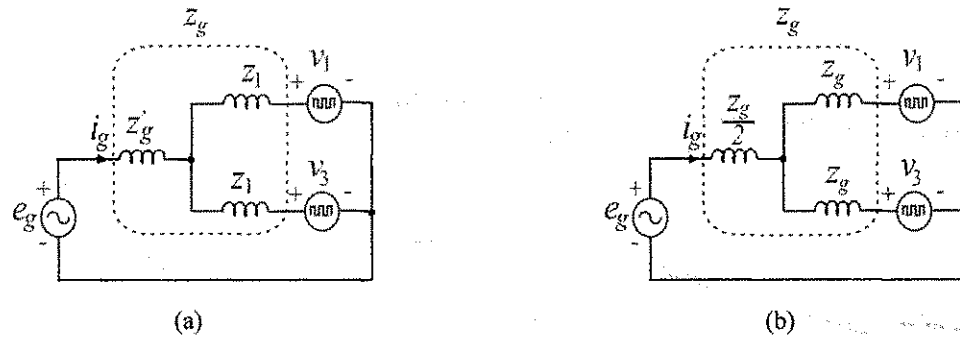


Figura 2.80: Circuitos equivalente do lado da rede, caso 2. (a) Configuração MMSB1B. (c) Configuração MMSB1B final.

A partir do circuito equivalente 2.80(a), as impedâncias equivalentes (z_g e z_l) são definidas por:

$$z_g = z'_g + \frac{z_1}{2}$$

$$z_l = z'_l + \frac{z_2}{2}$$

Considerando $z_1 = z_g$ e $z_2 = z_l$, encontra-se:

$$z'_g = \frac{z_g}{2}$$

$$z'_l = \frac{z_l}{2}$$

Assim, o modelo do sistema pode ser simplificado para:

$$v_g = e_g - z_g i_g \quad (2.232)$$

$$v_l = e_l + z_l i_l \quad (2.233)$$

Substituindo essas equações nas expressões (2.226)-(2.229), o seguinte modelo pode ser determinado:

$$v'_1 = v_1 - \frac{v_1 + v_3}{4} = \frac{e_g}{2} - z_g i_1 \quad (2.234)$$

$$v'_3 = v_3 - \frac{v_1 + v_3}{4} = \frac{e_g}{2} - z_g i_3 \quad (2.235)$$

$$v'_2 = v_2 - \frac{v_2 + v_4}{4} = \frac{e_l}{2} + z_l i_2 \quad (2.236)$$

$$v'_4 = v_4 - \frac{v_2 + v_4}{4} = \frac{e_l}{2} + z_l i_4 \quad (2.237)$$

As correntes internas dos conversores 1 e 3 são controladas pelas tensões v'_1 e v'_3 , respectivamente, e a tensão da carga é regulada pelas tensões v'_2 e v'_4 . Além disso, percebe-se que nesse modelo as tensões da rede e da carga são divididas por um fator 2, isto é, $e_g/2$ e $e_l/2$, o que pode representar um aumento nas componentes de alta frequência das correntes internas i_1 , i_2 , i_3 e i_4 .

A grande vantagem dessa configuração utilizando os filtros indutivos externos L'_g e L'_l (caso 2), é que neste caso é possível reduzir os tamanhos dos filtros indutivos e ainda manter a mesma indutância equivalente. De fato, para se obter uma impedância equivalente z_g (no lado da rede monofásica), no caso 1 foi necessário utilizar os valores das impedâncias internas iguais ao dobro da impedância equivalente, ou seja $z_1 = 2z_g$ o que dá uma impedância total de $4z_g$. Por outro lado, no caso 2, as impedâncias internas utilizadas foram iguais a impedância equivalente ($z_1 = z_g$) e a impedância externa foi igual a metade da impedância equivalente, isto é $z'_g = z_g/2$, o que dá uma impedância total de $2,5z_g$. Para os filtros indutivos dos conversores no lado da carga a análise é análoga.

2.5.2 Estratégia PWM

As tensões de polo v_{k0} e v_{s0} , com $k = 1, 2, 3, 4$, são definidas em função dos estados de condução das chaves pelas seguintes relações:

$$v_{k0} = (2s_{qk} - 1) \frac{v_c}{2} \quad (2.238)$$

$$v_{s0} = (2s_{qs} - 1) \frac{v_c}{2} \quad (2.239)$$

Caso 1

Considerando que as tensões de referência v_1^* , v_2^* , v_3^* e v_4^* são fornecidas pelos controladores, tem-se:

$$v_1^* = v_{10}^* - v_{s0}^* \quad (2.240)$$

$$v_2^* = v_{20}^* - v_{s0}^* \quad (2.241)$$

$$v_3^* = v_{30}^* - v_{s0}^* \quad (2.242)$$

$$v_4^* = v_{40}^* - v_{s0}^* \quad (2.243)$$

Os sinais de gatilho das chaves, podem ser obtidas diretamente das equações de polo de referência v_{10}^* , v_{20}^* , v_{s0}^* , v_{30}^* e v_{40}^* , logo, as equações (2.240)-(2.243) não são suficientes para determinar os sinais de gatilho das chaves, sendo necessário adicionar uma variável auxiliar, v_x^* , definida por:

$$v_x^* = v_{s0}^* \quad (2.244)$$

A partir das equações (2.244), (2.240)-(2.243), as tensões de polo de referência são iguais a:

$$v_{10}^* = v_1^* + v_x^* \quad (2.245)$$

$$v_{20}^* = v_2^* + v_x^* \quad (2.246)$$

$$v_{30}^* = v_3^* + v_x^* \quad (2.247)$$

$$v_{40}^* = v_4^* + v_x^* \quad (2.248)$$

$$v_{s0}^* = v_x^* \quad (2.249)$$

A tensão auxiliar pode ser escolhida de forma independente em função de μ , desde que, os máximos e mínimos das tensões de polo sejam respeitados a partir das equações (2.153), (2.154) e (2.68), com $V_{x1}^* = \{v_1^*, v_2^*, v_3^*, v_4^*, 0\}$.

Caso 2

Considerando que as tensões de referência $v_1'^*$, $v_2'^*$, $v_3'^*$ e $v_4'^*$ são fornecidas pelos controladores, tem-se:

$$v_1'^* = \frac{3}{4}v_{10}^* - \frac{1}{4}v_{30}^* - \frac{1}{2}v_{s0}^* \quad (2.250)$$

$$v_2'^* = \frac{3}{4}v_{20}^* - \frac{1}{4}v_{40}^* - \frac{1}{2}v_{s0}^* \quad (2.251)$$

$$v_3'^* = \frac{3}{4}v_{30}^* - \frac{1}{4}v_{10}^* - \frac{1}{2}v_{s0}^* \quad (2.252)$$

$$v_4'^* = \frac{3}{4}v_{40}^* - \frac{1}{4}v_{20}^* - \frac{1}{2}v_{s0}^* \quad (2.253)$$

Análogo ao caso 1, para se determinar as tensões de polo de referência é necessário adicionar uma variável auxiliar, v_x^* , definida por (2.244). A partir dessa equação e das equações (2.250)-(2.253,) as tensões de polo de referência são iguais a:

$$v_{10}^* = v_1^* + v_x^* \quad (2.254)$$

$$v_{20}^* = v_2^* + v_x^* \quad (2.255)$$

$$v_{30}^* = v_3^* + v_x^* \quad (2.256)$$

$$v_{40}^* = v_4^* + v_x^* \quad (2.257)$$

$$v_{s0}^* = v_x^* \quad (2.258)$$

com

$$v_1^* = \frac{3}{2}v_1'^* + \frac{1}{2}v_3'^* \quad (2.259)$$

$$v_2^* = \frac{3}{2}v_2'^* + \frac{1}{2}v_4'^* \quad (2.260)$$

$$v_3^* = \frac{1}{2}v_1'^* + \frac{3}{2}v_3'^* \quad (2.261)$$

$$v_4^* = \frac{1}{2}v_2'^* + \frac{3}{2}v_4'^* \quad (2.262)$$

A tensão auxiliar também é determinada a partir das equações (2.153), (2.154) e (2.68), com $V_{x1}^* = \{v_1^*, v_2^*, v_3^*, v_4^*, 0\}$.

2.5.3 Estratégia de Controle

A Figura 2.81 ilustra o diagrama de controle da topologia MM5B1B. A tensão do barramento CC v_c é regulada pelo controlador PI convencional, representado pelo bloco R_c no seu valor de referência v_c^* . Esse controlador fornece a amplitude das correntes de referência i_1^* e i_3^* que é igual a $I_g/2$. Essas correntes de referência são sincronizadas com a tensão da rede monofásica aplicando o bloco de sincronismo G_{ig} , baseado no esquema de um PLL. Essas correntes são controladas por dois controladores de dupla sequência, definidos pelas equações (2.71)-(2.73), com $\varepsilon_j = i_j^* - i_j$, $j = 1, 3$, $m = 1, 3$, e sua frequência ω_e é igual à frequência da rede, representados pelos blocos R_{i1} e R_{i3} . Esses controladores definem as tensões de referência, v_1^* e v_3^* (caso 1) ou $v_1'^*$ e $v_3'^*$ (caso 2), desejadas na entrada dos conversores 1 e 3, respectivamente.

O controle da tensão na carga é realizado a partir do controle PI de dupla sequência, representado pelo bloco R_{vt} . O controlador é definido por (2.71)-(2.73) com $\varepsilon_j = e_j^* - e_j$, $j = l, m = 2, 4$ e sua frequência ω_e é igual a frequência da carga. Na saída desse controlador, encontra-se as tensões desejadas na saída dos conversores 2 e 4 v_2^* e v_4^* (caso 1) ou $v_2'^*$ e $v_4'^*$ (caso 2).

As tensões de referências geradas pelos controladores v_1^* , v_2^* , v_3^* , v_4^* (caso 1) ou $v_1'^*$, $v_3'^*$, $v_2'^*$, $v_4'^*$ (caso 2) e a tensão auxiliar v_x^* são aplicadas ao bloco *PWM* para o cálculo das tensões de polo de referência, definidas pelas equações (2.245)-(2.249) (caso 1) ou (2.254)-(2.258) (caso 2). Essas tensões de polos são comparadas com uma ou duas portadoras PWM para gerar os sinais de gatilhos das chaves do conversor MM5B1B.

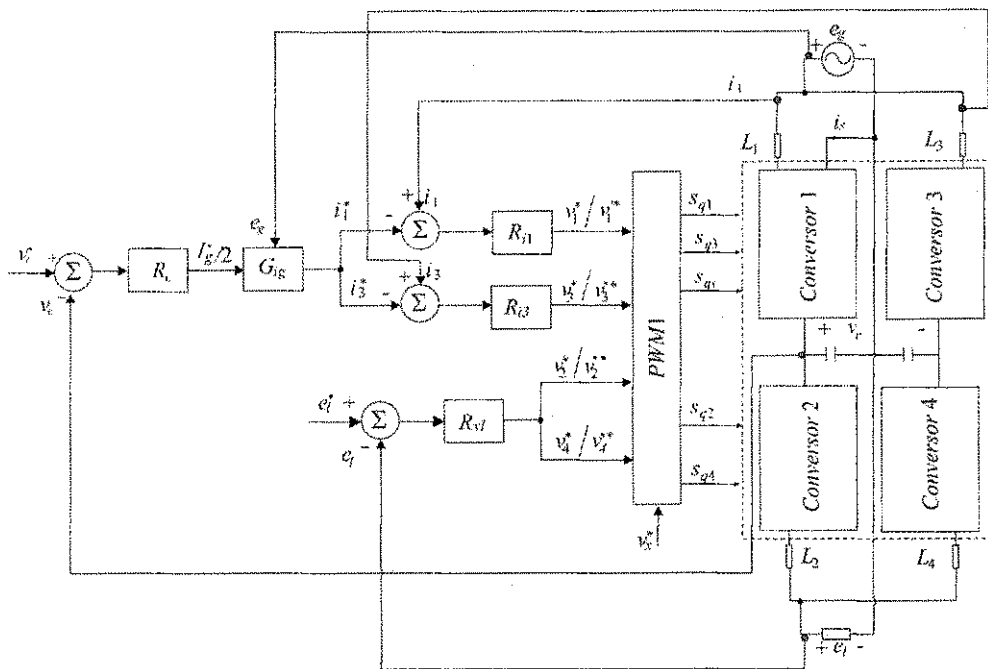


Figura 2.81: Diagrama de blocos do controle do conversor CA-CC-CA monofásico-monofásico com cinco braços e um barramento CC.

2.5.4 Análise da WTHD

São mostradas, na Figura 2.82, as WTHDs das tensões $v_g = (v_1 + v_3)/2$ e $v_l = (v_2 + v_4)/2$ geradas pela topologia proposta (casos 1 e 2), e as WTHDs das tensões v_g e v_l geradas pela topologia convencional, em função de μ . Os resultados foram obtidos de acordo com parâmetros apresentados na Tabela A.5. A WTHD das tensões v_g e v_l reflete diretamente na taxa de distorção harmônica da corrente da rede monofásica (i_g) [equação (2.218) ou (2.230)] e da tensão da carga (e_l) [equação (2.219) ou (2.231)], respectivamente.

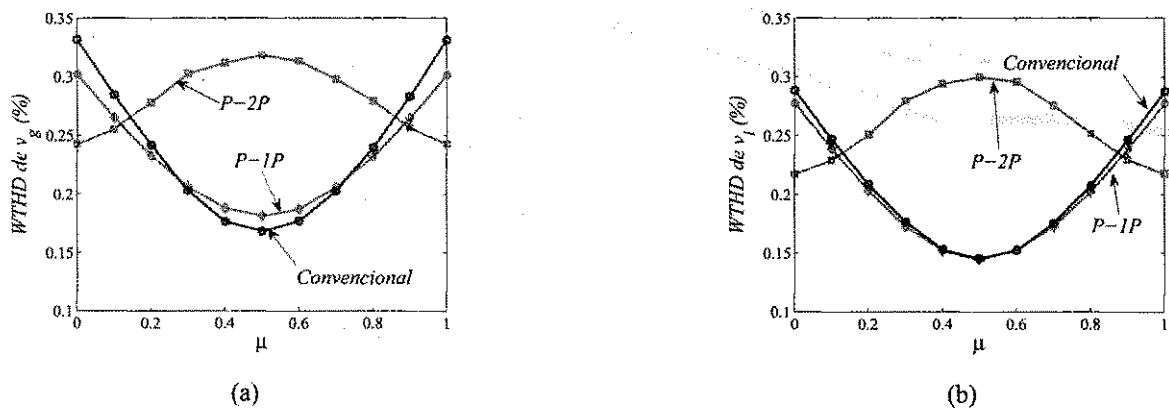


Figura 2.82: WTHD das tensões v_g e v_l em função de μ da topologia MM5B1B. (a) Tensão v_g . (b) Tensão v_l .

A partir da Figura 2.82(a), observa-se que a WTHD da tensão v_g , da configuração proposta com uma portadora PWM ($P-1P$), é um pouco maior que a WTHD da topologia convencional,

quando $\mu = 0,5$. Diferentemente das outras topologias apresentadas anteriormente (MM8B2B, MM8B1B, MM6B2B), com duas portadoras PWM ($P-2P$), a WTHD é maior que a WTHD da topologia convencional. A Figura 2.82(b) mostra as curvas da WTHD da tensão v_l , nota-se que a WTHD da topologia MM5B1B com uma portadora PWM ($P-1P$) é praticamente igual a WTHD da topologia convencional, e com duas portadoras PWM ($P-2P$) a WTHD é maior.

A explicação do comportamento da WTHD pode ser obtido a partir dos gráficos das tensões v_g e v_l mostrados nas Figuras 2.83 e 2.84, respectivamente. Dessas curvas, percebe-se que usando duas portadoras PWM e $\mu = 0$, as tensões v_g e v_l durante o semiciclo positivo apresentam um maior número de níveis, contudo no semiciclo negativo o perfil dessas tensões é pior que o da topologia convencional, o que justifica o aumento da WTHD. Por outro lado, para $\mu = 1$, as tensões v_g e v_l apresentam um maior número de níveis no semiciclo negativo estando pior distribuída no semiciclo positivo. Dessa maneira, percebe-se que é possível otimizar a WTHD da tensão de entrada v_g e da tensão de saída v_l , fazendo $\mu = 0$, se $e_g > 0$, e $\mu = 1$, se $e_g < 0$.

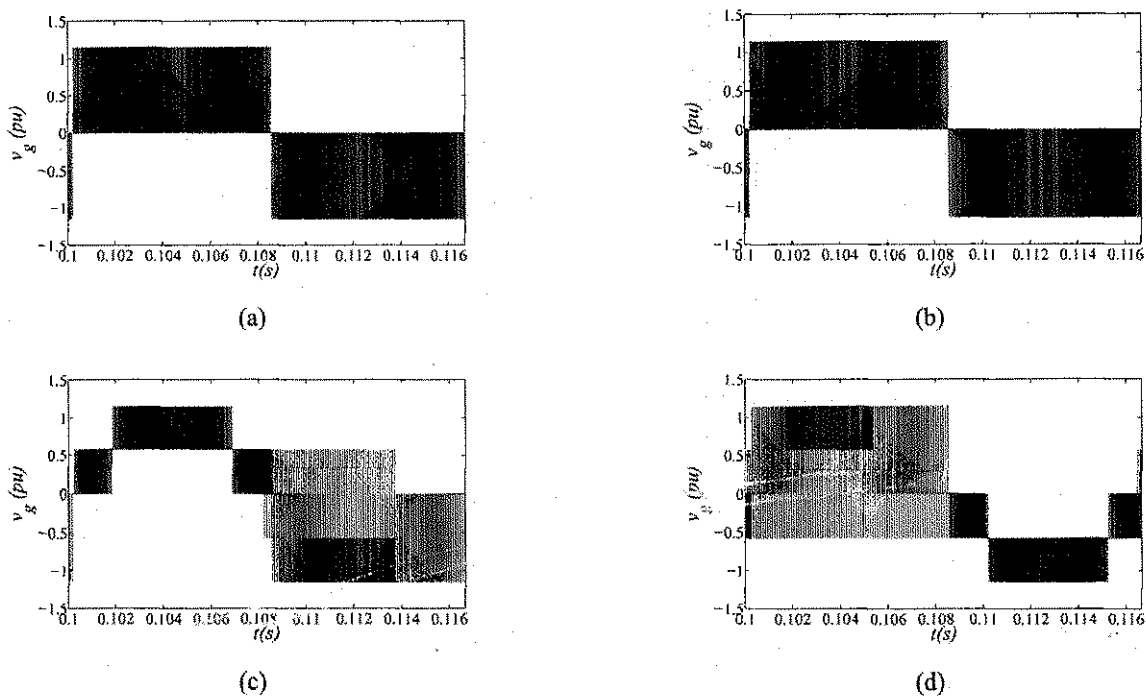


Figura 2.83: Tensão v_g . (a) Topologia convencional, com $\mu = 0,5$. (b) Topologia MM5B1B usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. (c) Topologia MM5B1B usando duas Portadoras PWM, com $\mu = 0$. (d) Topologia MM5B1B usando duas Portadoras PWM, com $\mu = 1$.

A Tabela 2.10 mostra os valores das WTHDs das tensões v_g e v_l para a topologia convencional (C), com $\mu = 0,5$, e para a topologia MM5B1B, usando uma portadora PWM ($P-1P$) com $\mu = 0,5$, duas portadoras PWM ($P-2P$), com $\mu = 0$ e $\mu = 0/1$, isto é, $\mu = 0$, se $e_g > 0$, e $\mu = 1$, se $e_g < 0$.

A partir dos resultados apresentados, percebe-se que tem uma redução na WTHD das tensões v_g e v_l , fazendo $\mu = 0/1$ em comparação com a topologia convencional. A redução na WTHD da

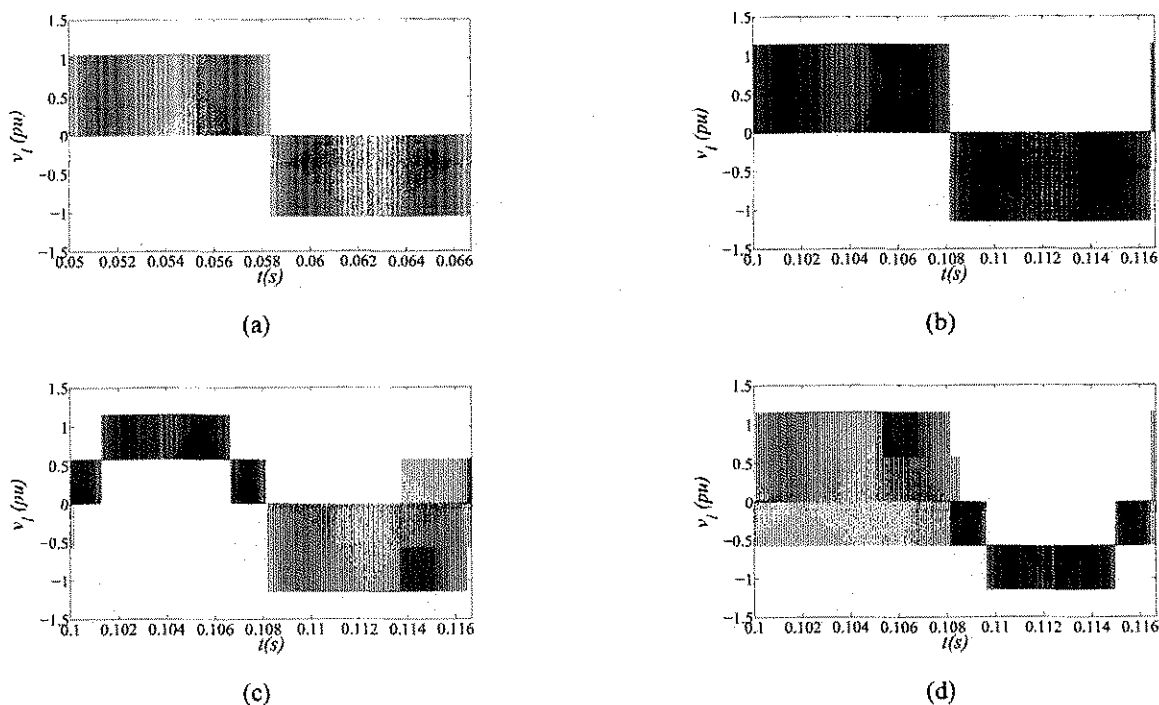


Figura 2.84: Tensão v_l . (a) Topologia convencional com $\mu = 0,5$. (b) Topologia MM5B1B usando uma portadora PWM com $\mu = 0,5$. (c) Topologia MM5B1B usando duas portadoras PWM com $\mu = 0$. (d) Topologia MM5B1B usando duas portadoras PWM com $\mu = 1$.

Tabela 2.10: WTHD das tensões v_g e v_l .

Tensões	WTHD(%)			
	$C(\mu = 0,5)$	$P - 1P(\mu = 0,5)$	$P - 2P(\mu = 0)$	$P - 2P(\mu = 0/1)$
v_g	0,1684	0,1815	0,2421	0,0923
v_l	0,1456	0,1446	0,2175	0,0777

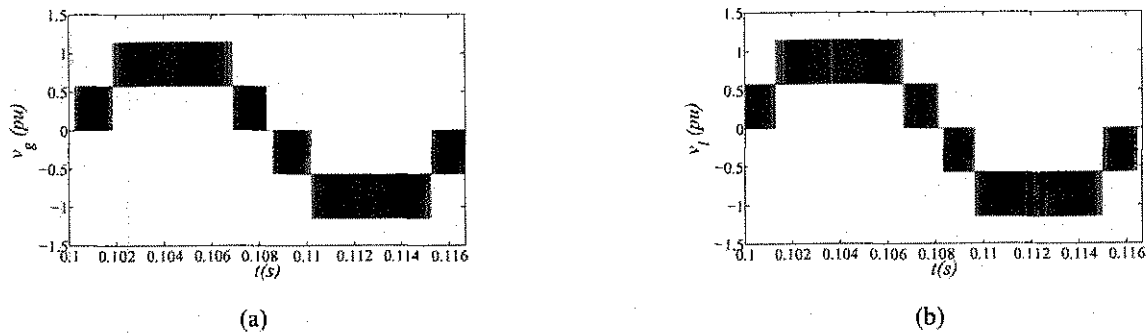


Figura 2.85: Tensões v_g e v_l fazendo $\mu = 0$, quando $e_g > 0$ e $\mu = 1$, quando $e_g < 0$. (a) Tensão v_g . (b) Tensão v_l .

tensão v_g foi aproximadamente de 45% enquanto para a tensão v_l a redução foi aproximadamente de 47%. A justificativa para a redução WTHD pode ser obtida a partir da Figura 2.85, que mostra as tensões v_g e v_l , fazendo $\mu = 0/1$. Dessas figuras, observa-se um aumento dos número de níveis nas tensões v_g e v_l durante todo o período da tensão e_g .

A Figura 2.86 ilustra a WTHD das tensões v_1, v_2, v_3 e v_4 , para o caso 1, e das tensões v'_1, v'_2, v'_3 e v'_4 para o caso 2. As distorções harmônicas dessas tensões refletem diretamente nas taxas de distorções harmônicas das correntes internas i_1, i_2, i_3 e i_4 .

Para o caso 1, observa-se que as WTHDs das tensões v_1 e v_2 são iguais para todo valor de μ , usando uma ou duas portadoras PWM. Para o caso 2, as WTHDs das tensões v'_1 e v'_2 , com uma portadora PWM, são iguais às WTHDs das tensões v_1 e v_2 (caso 1), respectivamente. Por outro lado, usando duas portadoras PWM as WTHD das tensões v'_1 e v'_2 são maiores que as WTHDs das tensões v_1 e v_2 . O aumento na WTHD da tensão v'_1 , usando duas portadoras PWM (com $\mu = 0,5$), foi aproximadamente 130,0% em comparação com a tensão v_1 ($\mu = 0,5$), e, para a tensão v'_2 (com $\mu = 0,5$), o aumento da WTHD foi aproximadamente 78,0% em comparação com a tensão v_2 (com $\mu = 0,5$).

As WTHDs das tensões v_3 e v_4 , obtidas para caso 1, com duas portadoras PWM, são maiores que as WTHDs obtidas com uma portadora PWM [como mostrado nas Figuras 2.86(c) e 2.86(d)]. Para o caso 2, as WTHD das tensões v'_3 e v'_4 , com uma portadora PWM, são iguais, respectivamente, às WTHDs das tensões v_3 e v_4 usando uma portadora PWM (caso 1). Os maiores valores das WTHDs são os das tensões v'_3 e v'_4 obtidos utilizando duas portadoras PWM [veja as Figuras 2.86(c) e 2.86(d)].

As Tabelas 2.11 e 2.12 mostram as WTHD das tensões internas para os casos 1 e 2, respectivamente, usando uma portadora PWM ($P-1P$), com $\mu = 0,5$, e duas portadoras PWM ($P-2P$), com $\mu = 0,5$, $\mu = 0$ e $\mu = 0/1$. Observa-se que os menores valores das WTHD para os casos 1 e 2 são obtidos com uma portadora PWM. Usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0/1$, aumentam as WTHD das tensões internas, sendo que para o caso 2, obtém-se os maiores valores das WTHD. Por exemplo, para a tensão v_1 (caso 1), usando duas portadoras PWM ($\mu = 0/1$), o aumento na WTHD foi de 81,0% em comparação ao caso com uma portadora PWM ($\mu = 0,5$), já para a

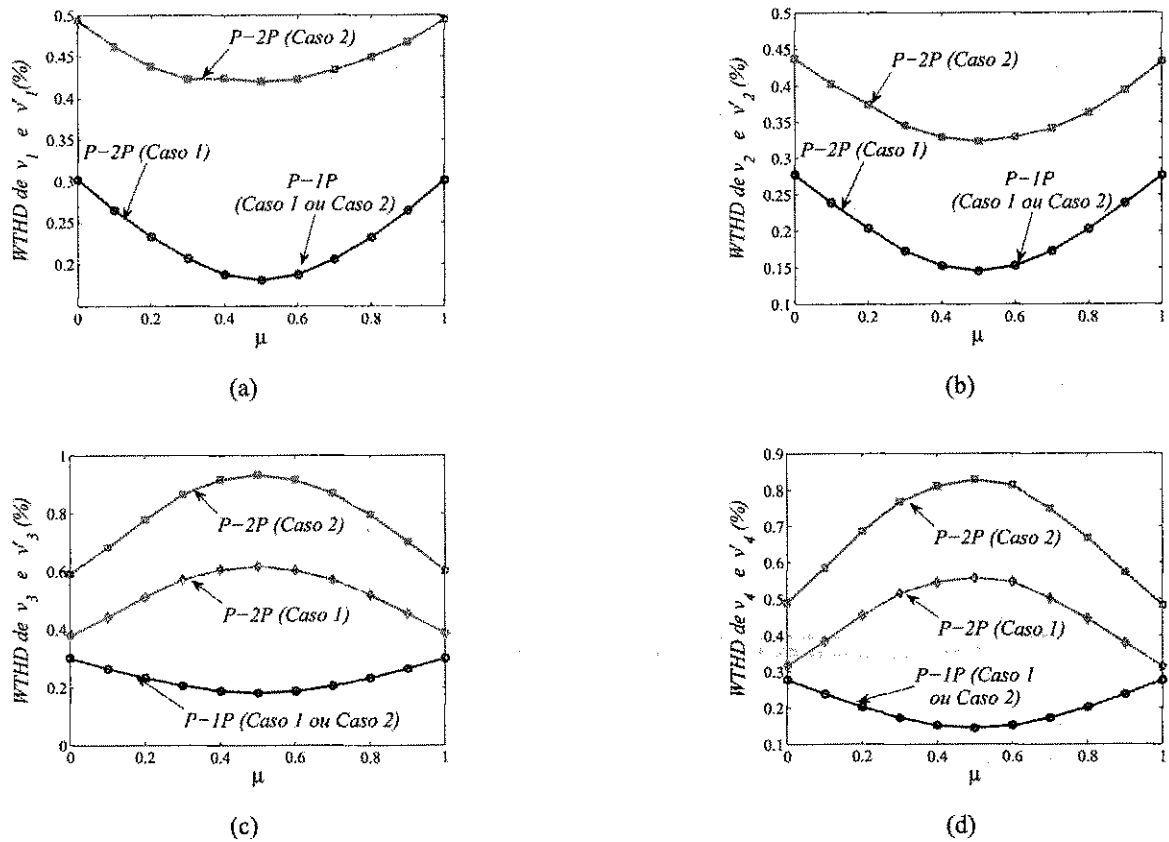


Figura 2.86: WTHD das tensões $v_1, v_2, v_3, v_4, v'_1, v'_2, v'_3$ e v'_4 em função de μ . (a) Tensões v_1 e v'_1 . (b) Tensões v_2 e v'_2 . (c) Tensões v_3 e v'_3 . (d) Tensões v_4 e v'_4 .

tensão v'_1 (caso 2) o aumento na WTHD foi maior que 250,0%.

Tabela 2.11: WTHD das tensões internas para o caso 1.

Tensões	WTHD(%)			
	$P - 1P(\mu = 0,5)$	$P - 2P(\mu = 0,5)$	$P - 2P(\mu = 0)$	$P - 2P(\mu = 0/1)$
v_1	0,182	0,182	0,302	0,330
v_2	0,145	0,145	0,277	0,289
v_3	0,182	0,617	0,380	0,339
v_4	0,141	0,558	0,318	0,290

Tabela 2.12: WTHD das tensões internas para o caso 2.

Tensões	WTHD(%)			
	$P - 1P(\mu = 0,5)$	$P - 2P(\mu = 0,5)$	$P - 2P(\mu = 0)$	$P - 2P(\mu = 0/1)$
v'_1	0,182	0,420	0,493	0,650
v'_2	0,145	0,323	0,437	0,563
v'_3	0,182	0,933	0,592	0,655
v'_4	0,141	0,828	0,489	0,565

2.5.5 Análise da THD para Diferentes Indutores de Filtro

A estratégia PWM proposta, com duas portadoras PWM e $\mu = 0/1$, reduz as WTHDs das tensões v_g e v_l , geradas na entrada e na saída do conversor MM5B1B, como observado na Tabela 2.10. Esses perfis das WTHDs podem representar diretamente os perfis das THDs da corrente i_g e da tensão e_l , quando os valores das indutâncias equivalentes da topologia proposta forem iguais aos valores das indutâncias da topologia convencional, ou seja $l_g(P) = l_g(C)$ e $l_l(P) = l_l(C)$.

A Tabela 2.13 ilustra as THDs da corrente da rede i_g (casos 1 e 2), para diferentes valores de μ , normalizadas em relação à THD da topologia convencional, com $\mu = 0,5$ [$THD(P)/THD(C)$], para diferentes valores de l_n . Para o caso 1, quando $l_n = 0,8 \Rightarrow l_g(P) = 0,8l_g(C)$, portanto a indutância da topologia proposta é $l_1 = 1,6l_g(C)$, e para o caso 2, quando $l_n = 0,8 \Rightarrow l_g(P) = 0,8l_g(C)$, a indutância $l'_g = 0,8l_g(C) - 0,5l_g(C) = 0,3l_g(C)$.

Tabela 2.13: THD da corrente i_g para diferentes indutores de filtro em função de μ para a topologia MM5B1B.

$THD(P)/THD(C)$ da corrente i_g para os casos 1 e 2				
l_n	$P - 1P(\mu = 0,5)$	$P - 2P(\mu = 0,5)$	$P - 2P(\mu = 0)$	$P - 2P(\mu = 0/1)$
1,0	1,10	1,92	1,50	0,54
0,8	1,35	2,46	1,89	0,68
0,6	1,75	3,34	2,53	0,91
0,5	2,07	4,05	3,05	1,09

A Tabela 2.14 ilustra as THDs da topologia proposta, da tensão da carga e_l , normalizadas em relação à THD da topologia convencional, com $\mu = 0,5$, nas mesmas condições das THDs da corrente i_g , em função da relação dos indutores de filtro ($l_n = l_l(P)/l_l(C)$).

Tabela 2.14: THD da tensão e_l para diferentes indutores de filtro em função de μ para a topologia MM5B1B.

$THD(P)/THD(C)$ da tensão e_l para os casos 1 e 2				
l_n	$P - 1P(\mu = 0,5)$	$P - 2P(\mu = 0,5)$	$P - 2P(\mu = 0)$	$P - 2P(\mu = 0/1)$
1,0	1,01	2,17	1,67	0,55
0,8	1,28	2,77	2,11	0,69
0,6	1,73	3,78	2,85	0,93
0,5	2,09	4,59	3,45	1,13

Dos resultados apresentados nas Tabelas 2.13 e 2.14, percebe-se que as THDs da corrente i_g e da tensão v_l , para a topologia proposta, usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0/1$, são menores que as THDs da topologia convencional, quando $l_n \geq 0,6$, isto é, $l_1 \geq 1,2l_g(C)$ e $l_2 \geq 1,2l_l(C)$, para o caso 1 ou $l'_g \geq 0,1l_g(C)$ e $l'_l \geq 0,1l_l(C)$, para o caso 2. Para as outras condições, as THDs da corrente i_g e da tensão e_l são maiores que as THDs da topologia convencional.

Contudo, a redução no valor das indutâncias de filtro pioram as THDs das correntes internas, como mostrado nas Tabelas 2.15, 2.16, 2.17 e 2.18. Essas tabelas mostram as THDs das correntes i_1 e i_3 (casos 1 e 2) normalizadas em relação à THD da corrente i_g da topologia convencional. Com uma portadora PWM e $\mu = 0,5$, a THD das correntes internas são iguais para ambos os

casos. Para o caso 1 [veja as Tabelas 2.15 e 2.16], usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$ e $\mu = 1,0$, as THDs das correntes internas são piores que as THDs obtidas com uma portadora PWM, além disso, as THDs da corrente i_3 são piores que as da corrente i_1 . Os maiores valores de THD da corrente i_1 são obtidos usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0/1$. Nessa condição, as THDs da corrente i_3 são iguais às THDs da corrente i_1 . Para o caso 2 [veja as Tabelas 2.17 e 2.18], as THDs das correntes internas i_1 e i_3 são piores que as THDs do caso 1. Para os casos 1 e 2 com $l_n = 0,5$, as THDs obtidas são iguais, pois neste caso $z'_g = 0$.

Tabela 2.15: THD da corrente i_1 para diferentes indutores de filtro em função de μ para a topologia MM5B1B caso 1.

THD(P)/THD(C) da corrente i_1				
l_n	$P - 1P(\mu = 0,5)$	$P - 2P(\mu = 0,5)$	$P - 2P(\mu = 0)$	$P - 2P(\mu = 0/1)$
1,0	1,10	1,10	1,89	2,12
0,8	1,35	1,35	2,39	2,65
0,6	1,75	1,75	3,24	3,54
0,5	2,07	2,07	3,95	4,25

Tabela 2.16: THD da corrente i_3 para diferentes indutores de filtro em função de μ para a topologia MM5B1B caso 1.

THD(P)/THD(C) da corrente i_3				
l_n	$P - 1P(\mu = 0,5)$	$P - 2P(\mu = 0,5)$	$P - 2P(\mu = 0)$	$P - 2P(\mu = 0/1)$
1,0	1,10	3,72	2,38	2,12
0,8	1,35	4,70	2,92	2,65
0,6	1,75	6,32	3,80	3,54
0,5	2,07	7,60	4,49	4,25

Tabela 2.17: THD da corrente i_1 para diferentes indutores de filtro em função de μ para a topologia MM5B1B caso 2.

THD(P)/THD(C) da corrente i_1				
l_n	$P - 1P(\mu = 0,5)$	$P - 2P(\mu = 0,5)$	$P - 2P(\mu = 0)$	$P - 2P(\mu = 0/1)$
1,0	1,10	2,53	3,09	4,19
0,8	1,35	2,23	3,22	4,18
0,6	1,75	1,97	3,57	4,21
0,5	2,07	2,07	3,95	4,25

Tabela 2.18: THD da corrente i_3 para diferentes indutores de filtro em função de μ para a topologia MM5B1B caso 2.

THD(P)/THD(C) da corrente i_3				
l_n	$P - 1P(\mu = 0,5)$	$P - 2P(\mu = 0,5)$	$P - 2P(\mu = 0)$	$P - 2P(\mu = 0/1)$
1,0	1,10	5,60	3,69	4,19
0,8	1,35	6,12	3,84	4,18
0,6	1,75	6,93	4,16	4,21
0,5	2,07	7,60	4,49	4,25

2.5.6 Análise da THD em Função da Frequência de Chaveamento

A taxa de distorção harmônica da corrente i_g e da tensão e_l , para diferentes frequências de chaveamento f_{ch} , com $l_n = 1, 0$, normalizada pela THD da topologia convencional, com a frequência de chaveamento de $f_{ch} = 10kHz$, é mostrada nas Tabelas 2.19 e 2.20. Desses resultados, nota-se que, usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0/1$, as THDs da corrente i_g e da tensão da carga e_l são menores que as THDs da topologia convencional quando $f_{ch} \geq 6kHz$. Para os demais casos analisados, as THDs da topologia MMSB1B são maiores.

Tabela 2.19: THD da corrente i_g para diferentes frequências de chaveamento em função de μ para a topologia MMSB1B.

THD(P)/THD(C) da corrente i_g para os casos 1 e 2				
f_{ch}	$P - 1P(\mu = 0,5)$	$P - 2P(\mu = 0,5)$	$P - 2P(\mu = 0)$	$P - 2P(\mu = 0/1)$
10kHz	1,10	1,92	1,50	0,54
8kHz	1,39	2,41	1,87	0,68
6kHz	1,90	3,24	2,52	0,91
5kHz	2,28	3,89	3,02	1,12

Tabela 2.20: THD da tensão e_l para diferentes frequências de chaveamento em função de μ para a topologia MMSB1B.

THD(P)/THD(C) da tensão e_l para os casos 1 e 2				
l_n	$P - 1P(\mu = 0,5)$	$P - 2P(\mu = 0,5)$	$P - 2P(\mu = 0)$	$P - 2P(\mu = 0/1)$
10kHz	1,01	2,17	1,67	0,55
8kHz	1,29	2,83	2,18	0,69
6kHz	1,83	4,14	3,21	0,98
5kHz	2,27	5,38	4,21	1,23

2.5.7 Barramento CC

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 tensões de polo definidas pelas equações (2.214)-(2.217), a tensão v_c^* é:

$$v_c^* \geq \max |v_{k0} - v_{j0}| \quad (2.263)$$

$$v_c^* \geq \max |v_{k0} - v_{s0}| \quad (2.264)$$

onde $k, j = 1, 2, 3, 4$, com $k \neq j$. A partir da Figura 2.78, a tensão v_c^* mínima desejada no barramento CC (para os casos 1 e 2) é definida por:

$$v_c^* \geq \max |v_g| \quad (2.265)$$

$$v_c^* \geq \max |v_l| \quad (2.266)$$

$$v_c^* \geq \max |v_g - v_l|. \quad (2.267)$$

Essas equações definem a tensão v_c^* mínima necessária para gerar as tensões de entrada e saída dos conversores da topologia MM5B1B. De forma análoga à topologia MM6B1B, a tensão v_c mínima depende do ângulo de sincronismo (ε) entre as tensões e_g e e_l . Quando as tensões e_g e e_l forem sincronizadas, a tensão v_c mínima é definida pela equações (2.265) e (2.266), como no conversor convencional.

A análise fasorial da equação 2.267 é similar à da topologia MM6B1B e não será apresentada (veja a subseção 2.4.7). A tensão v_c do barramento CC obtida por simulação, utilizando os parâmetros mostrados na Tabela A.5, em função do ângulo de defasagem ε , é mostrada na Figura 2.87. Percebe-se que a tensão v_c mínima da topologia MM5B1B é igual à tensão v_c mínima da configuração convencional para $-60^\circ \leq \varepsilon \leq 60^\circ$.

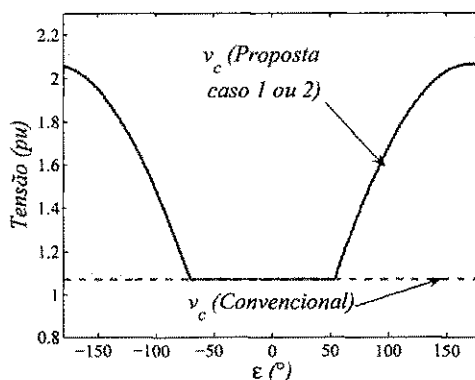


Figura 2.87: Tensão v_c mínima em função do ângulo de sincronismo ε

A Figura 2.88 ilustra o espectro das harmônicas da corrente do capacitor da topologia convencional e da topologia MM5B1B, casos 1 e 2. As curvas mostradas nessa figura são: topologia convencional, com $\mu = 0$, $\mu = 0,5$ e $\mu = 1$, e topologia proposta usando uma (caso 1) e duas portadoras PWM (casos 1 e 2), com $\mu = 0$, $\mu = 0,5$ e $\mu = 0/1$. Esses resultados foram obtidos a partir de um programa de simulação utilizando parâmetros apresentados na Tabela A.6.

Para a topologia proposta, usando uma portadora PWM (caso 1), tem-se o aumento das componentes harmônicas de alta frequência da corrente do capacitor para todos os valores de μ . Aplicando duas portadoras PWM, com $\mu = 0/1$ (casos 1 e 2) e com $\mu = 0$ (caso 1), tem-se a redução das componentes harmônicas da corrente do capacitor em relação à topologia convencional e, para os demais valores de μ , tem-se o aumento das componentes harmônicas.

A Tabela 2.21 mostra os valores da corrente $I_{c,rms}^{hf}$ da topologia MM5B1B, calculados pela equação (2.93), a partir do espectro das harmônicas da corrente do capacitor mostrado na Figura 2.88, normalizados pela corrente $I_{c,rms}^{hf}$ da topologia convencional, com $\mu = 0,5$. A maior redução da corrente $I_{c,rms}^{hf}$ foi obtida para o caso 1 da topologia MM5B1B, usando duas portadoras PWM ($P-2P$), com $\mu = 0/1$. Nesse caso, a redução da corrente RMS de alta frequência foi de 40,0% em comparação com a topologia convencional (C), com $\mu = 0,5$. Para o caso 2, a redução das

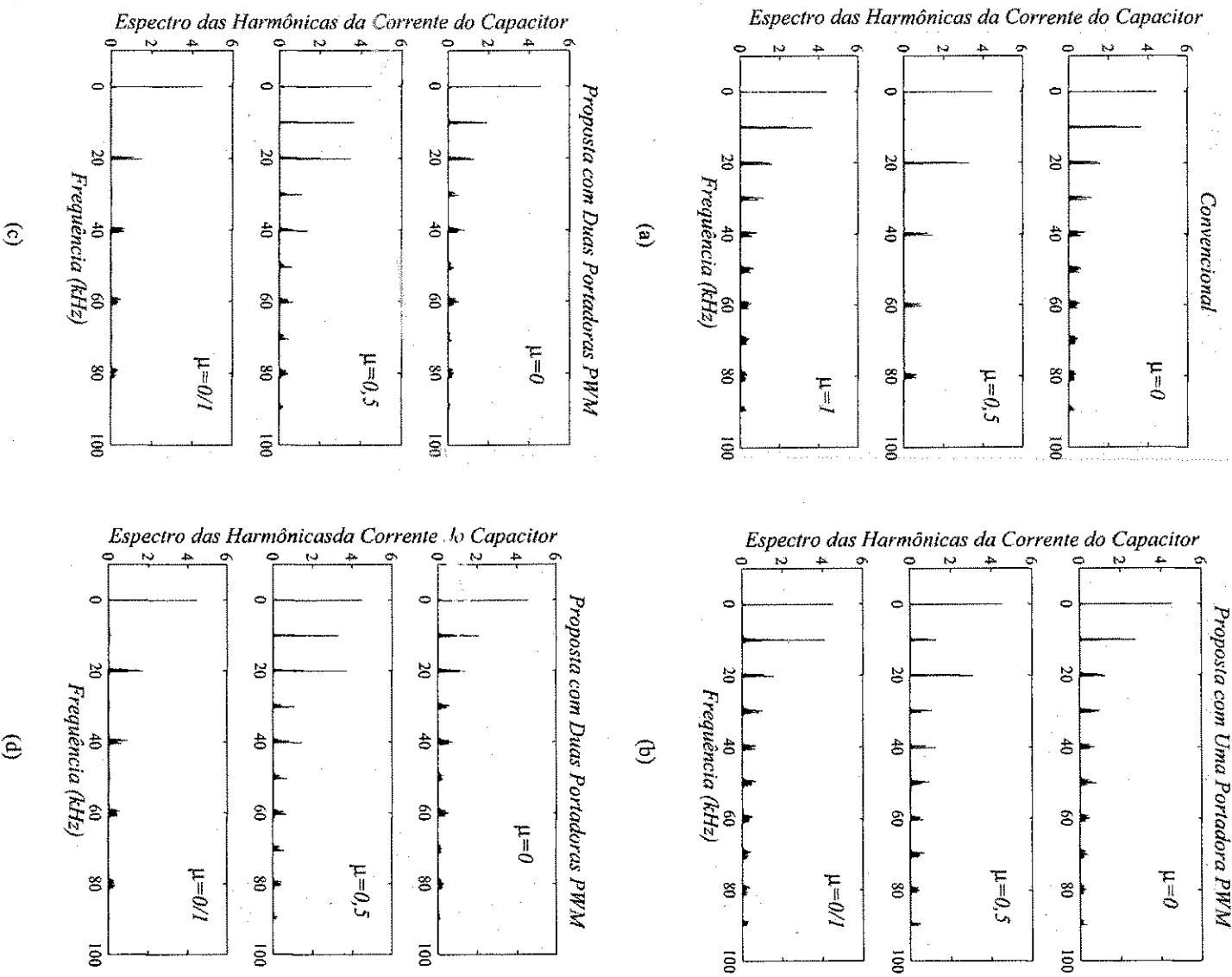


Figura 2.88: Espectro das componentes harmônicas da corrente do capacitor. (a) i_c da topologia convencional. (b) i_c da topologia MM5B1B, caso 1, usando uma portadora PWM. (c) i_c da topologia MM5B1B, caso 1, usando duas portadoras PWM. (d) i_c da topologia MM5B1B, caso 2, usando duas portadoras PWM.

harmônicas de alta frequência foi de 30%, nesse caso, usando também duas portadoras PWM, com $\mu = 0/1$.

Tabela 2.21: Corrente $I_{c,rms}^{hf}$ da topologia MM5B1B normalizada pela corrente $I_{c,rms}^{hf}$ da topologia convencional.

Estratégias PWM		Corrente $I_{c,rms}^{hf}(P)/I_{c,rms}^{hf}(C)$		
		$\mu = 0$	$\mu = 0,5$	$\mu = 0/1$
Caso 1	$P-1P$	1,11	1,05	1,14
	$P-2P$	0,91	1,24	0,60
Caso 2	$P-1P$	1,17	1,09	1,26
	$P-2P$	1,04	1,23	0,71

As perdas de potência de alta frequência ($P_{c,loss}^{hf}$) são definidas pela equação (2.94), com a resistência em série equivalente da topologia proposta igual à resistência em série equivalente da topologia convencional $ESR_{100Hz}(P) = ESR_{100Hz}(C)$. Considerando o caso 1, a corrente RMS de alta frequência do capacitor, usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0/1$, equivale a 60,0% da corrente RMS da topologia convencional, isto é $I_{c,rms}^{hf}(P) = 0,60I_{c,rms}^{hf}(C)$, a redução das perdas de potência nos capacitores em relação à topologia convencional foi de 64,0%. Para o caso 2, nas mesmas condições do caso 1, a redução das perdas foi de 51%.

2.5.8 Corrente do Braço Compartilhado

A corrente do braço compartilhado, definida pela equação (2.211), depende do fator de potência da carga [$\cos(\phi)$] e do ângulo de sincronismo da tensão da carga com a tensão da rede (ε). A Figura 2.89(a) ilustra o diagrama fasorial que representa as relações entre as correntes i_g, i_l e i_s da topologia MM5B1B. Nesse diagrama, $\hat{E}_g, \hat{E}_l, \hat{V}_g$ e \hat{V}_l são os fasores associados às tensões e_g, e_l, v_g e v_l , respectivamente, \hat{I}_g, \hat{I}_l e \hat{I}_s são os fasores associados às correntes i_g, i_l e i_s , respectivamente, e $\cos(\phi)$ é o fator de potência da carga. No caso visto, a amplitude da corrente do compartilhado (I_s) é menor que a amplitude das correntes da carga (I_l) ou da corrente rede (I_g).

Negligenciando as perdas no conversor, então $V_g I_g \cos(\theta_g) = V_l I_l \cos(\theta_l + \phi)$. Assim, a amplitude da corrente do braço compartilhado (I_s), normalizada em relação à amplitude da corrente da carga (I_l), pode ser expressa por:

$$\frac{I_s}{I_l} = \sqrt{M^2 - 2M \cos(\varepsilon - \phi) + 1} \quad (2.268)$$

onde $M = \frac{V_l \cos(\phi + \theta_l)}{V_g \cos(\theta_g)}$.

A Figura 2.89(b) mostra a corrente do braço compartilhado normalizada pela corrente da carga (I_s/I_l), em função do ângulo fator de potência da carga ϕ , variando de $[-60^\circ, +60^\circ]$. Esse resultado foi obtido utilizando os parâmetros mostrados na Tabela A.5, para os seguintes ângulos de sincronismo: $\varepsilon = -60^\circ, \varepsilon = -30^\circ, \varepsilon = 0^\circ, \varepsilon = 30^\circ$ e $\varepsilon = 60^\circ$. Dessa figura, percebe-se que para o ângulo de sincronismo $-60^\circ \leq \varepsilon \leq 60^\circ$, a corrente do braço compartilhado é menor que a corrente da carga i_l ($I_s \leq I_l$) para uma larga faixa do fator de potência da carga.

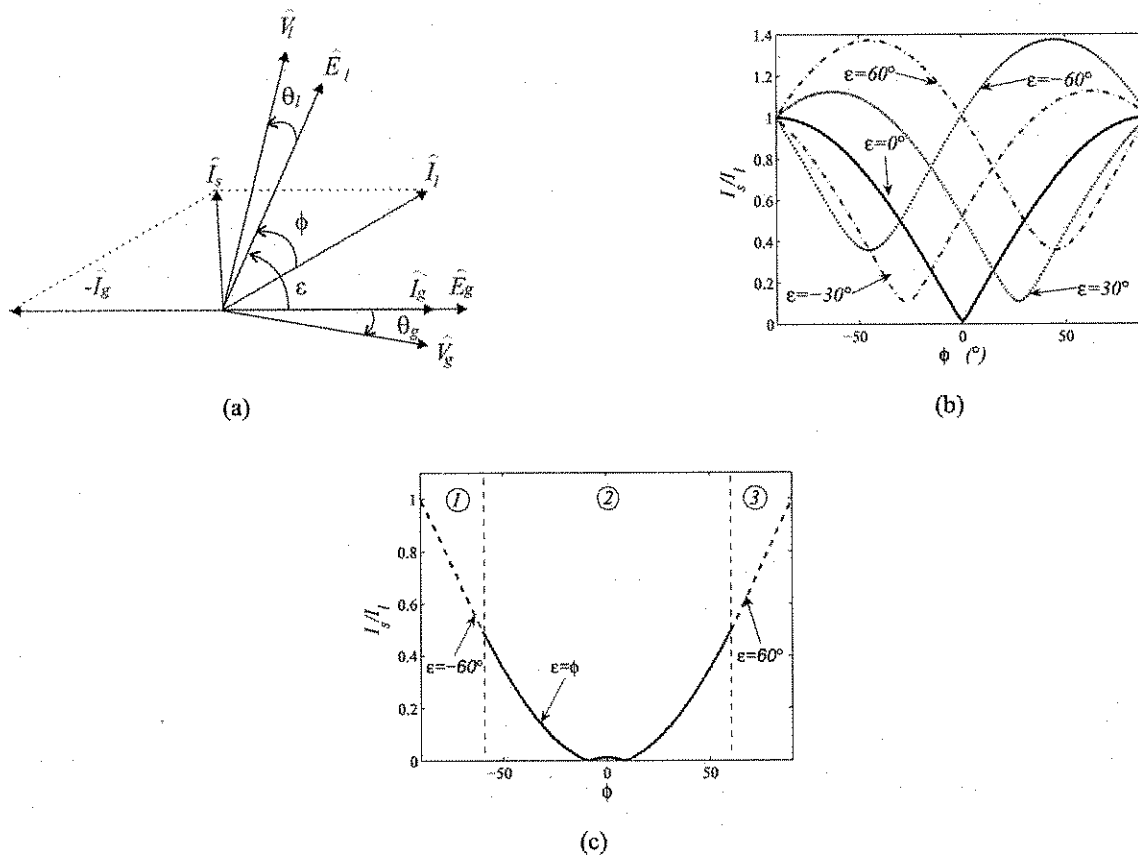


Figura 2.89: Corrente do braço compartilhado da topologia MM5B1B. (a) Diagrama fasorial. (b) Amplitude da corrente I_s normalizada pela amplitude da corrente I_l . (c) Valor mínimo da amplitude da corrente I_s normalizada pela amplitude da corrente I_l .

De forma análoga à configuração MM6B2B é possível otimizar a corrente do braço compartilhado fazendo $\varepsilon = -60^\circ$, quando $\phi \leq -60^\circ$ (Região 1), $\varepsilon = \phi$, quando $-60^\circ \leq \phi \leq 60^\circ$ (Região 2), e $\varepsilon = 60^\circ$, quando $\phi \geq 60^\circ$ (Região 3), conforme mostrado na Figura 2.89(c). A partir dessa figura, observa-se que a amplitude da corrente do braço compartilhado é menor que a amplitude da corrente da carga para qualquer ângulo do fator de potência da carga, além disso, a amplitude da corrente i_s é menor que a metade da amplitude da corrente da carga ($I_s < I_l/2$), quando $-60^\circ \leq \phi \leq 60^\circ$.

2.5.9 Perdas nos Semicondutores

Na Figura 2.90, são mostradas as perdas estimadas em simulação da topologia MM5B1B (apresentada na Figura 2.78), usando uma e duas portadoras PWM, com $\mu = 0$, $\mu = 0,5$ e $\mu = 0/1$, e da topologia convencional, com $\mu = 0,5$. Esses resultados foram obtidos por simulação usando os parâmetros apresentados na Tabela A.6, para a carga monofásica com potência $2kVA$, $4kVA$ e $6kVA$.

Dos resultados apresentados, percebe-se que as perdas nos semicondutores da topologia pro-

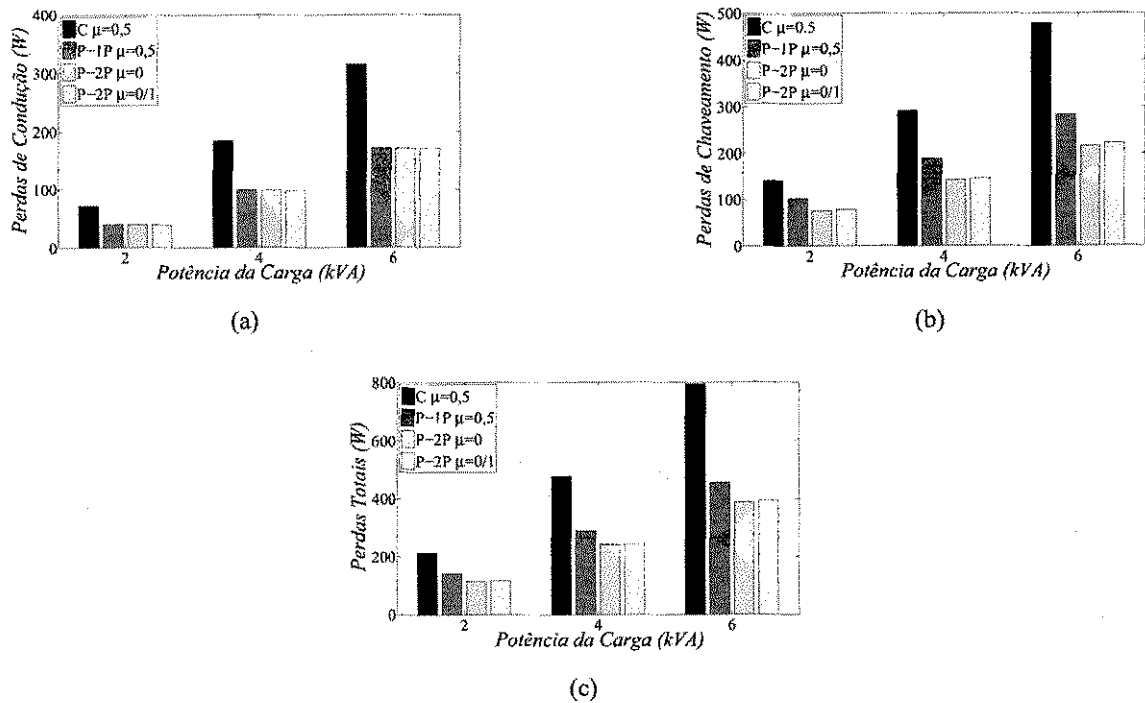


Figura 2.90: Perdas estimadas nos conversores da topologia MM5B1B. (a) Perdas de condução P_{cd} . (b) Perdas de chaveamento P_{ch} . (c) Perdas totais $P_t = P_{cd} + P_{ch}$.

posta são sempre menores que as perdas da topologia convencional. A maior redução nas perdas é obtida quando se utiliza duas portadoras PWM com $\mu = 0/1$. As perdas estimadas usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$ são iguais às obtidas com uma portadora PWM e $\mu = 0,5$, enquanto que, usando duas portadoras PWM, com $\mu = 1$, as perdas estimadas são iguais às obtidas com $\mu = 0$. A Tabela 2.22 mostra as perdas totais da topologia MM5B1B, normalizadas em função das perdas totais da topologia convencional, isso é $P_t(P)/P_t(C)$. Observa-se que a maior redução nas perdas ocorreram com uso de duas portadoras PWM, com $\mu = 0/1$. Nesse caso, a redução das perdas totais é de aproximadamente 50% em comparação com a topologia convencional.

Tabela 2.22: Perdas totais da topologia MM5B1B normalizadas em relação às perdas da topologia convencional $[P_t(P)/P_t(C)]$.

Estratégias PWM		Perdas $[P_t(P)/P_t(C)]$		
		Potências da Carga		
		2kVA	4kVA	6kVA
P-1P	$\mu = 0,5$	0,66	0,60	0,57
	$\mu = 0$	0,54	0,51	0,49
P-2P	$\mu = 0/1$	0,54	0,51	0,49

2.5.10 Resultados de Simulação

O comportamento dinâmico do conversor CA-CC-CA monofásico em paralelo com cinco braços e um barramento CC (MM5B1B), apresentado na Figura 2.78, foi estudado através de um programa de simulação. Esses resultados foram obtidos considerando o sistema equilibrado com os parâmetros apresentados na Tabela A.6.

Os resultados de simulação para o casos 1 e 2 são apresentados nas Figuras 2.91-2.96. As curvas mostradas nessas figuras são: tensão (e_g) e corrente (i_g) da rede monofásica, corrente interna do conversor 1 (i_1), corrente interna do conversor 3 (i_3), corrente do braço compartilhado (i_s), tensão do barramento CC (v_c), corrente da carga monofásica (i_l) e tensão da carga monofásica (e_l).

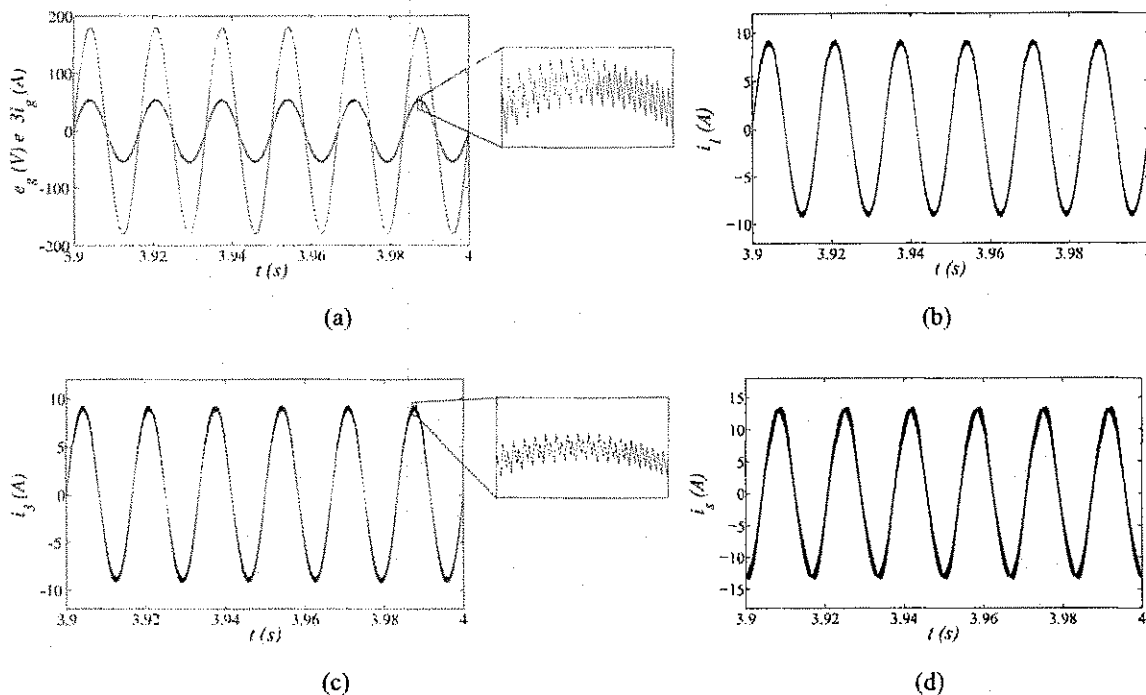


Figura 2.91: Resultados de simulação para o caso 1 da topologia MM5B1B usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão e corrente da rede (e_g e i_g). (b) Corrente do conversor 1 (i_1). (c) Corrente do conversor 3 (i_3). (d) Corrente do braço compartilhado (i_s).

Nas Figuras 2.91 e 2.92, são mostrados os resultados de simulação para o caso 1, utilizando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. Desses resultados, nota-se que a corrente fornecida à rede é senoidal e está em fase com a tensão e_g [Figura 2.91(a)], a tensão da carga é senoidal e está controlada [Figura 2.92(c)] e a tensão do barramento CC está sob controle [Figura 2.92(a)]. Em virtude da conexão dos conversores em paralelo, as correntes internas i_1 e i_3 equivalem à metade da corrente da i_g [como mostrado nas Figuras 2.91(b) e 2.91(c)].

As Figuras 2.93 e 2.94 ilustram os resultados de simulação para o caso 1, utilizando duas portadoras PWM, com $\mu = 0/1$. Desses resultados, observa-se uma redução nas componentes de

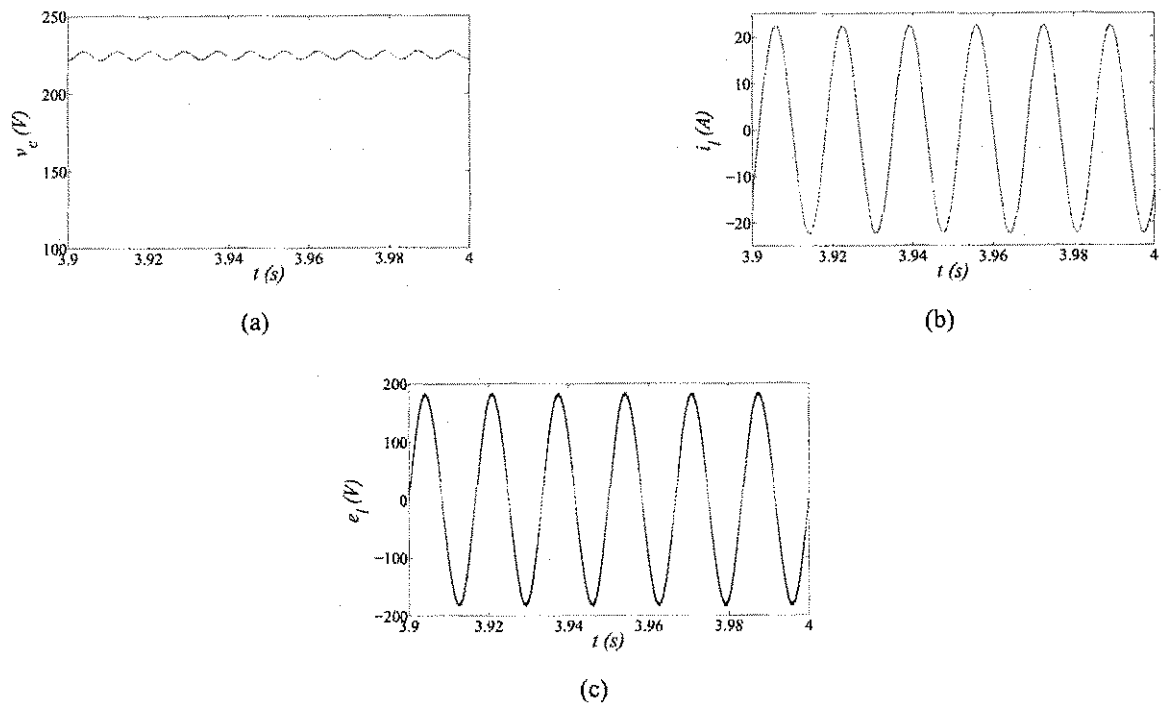


Figura 2.92: Resultados de simulação para o caso 1 da topologia MM5B1B usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão do barramento CC (v_c). (b) Corrente da carga (i_l). (c) Tensão da carga (e_l).

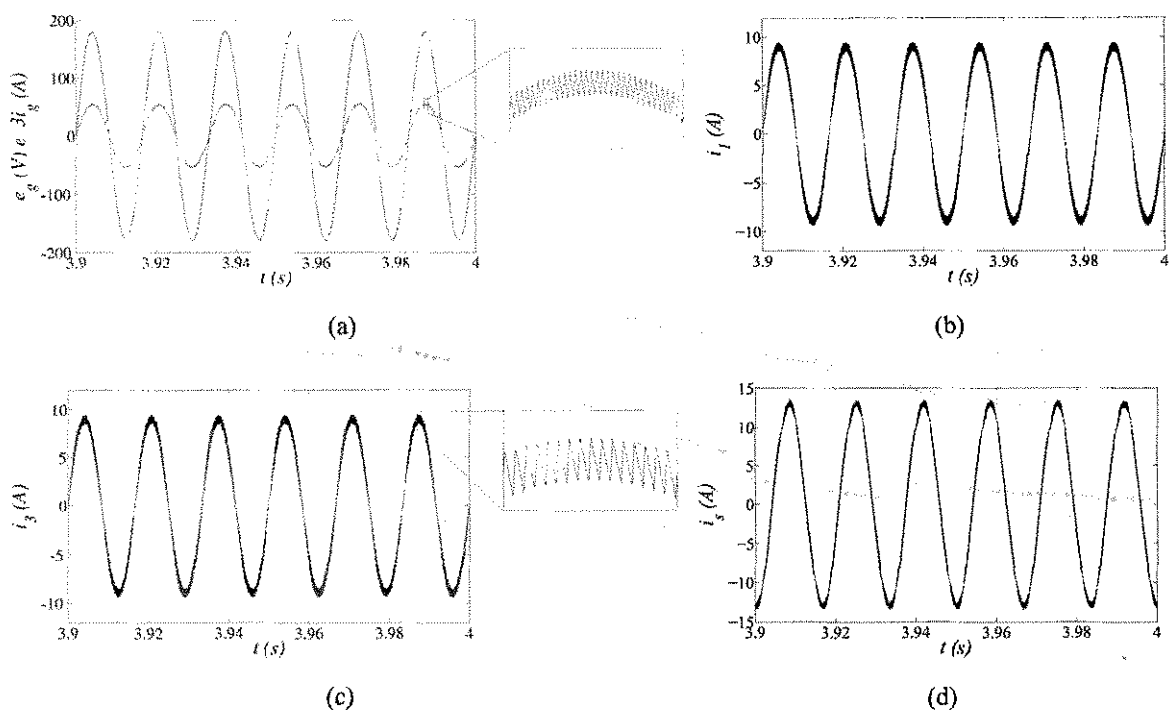


Figura 2.93: Resultados de simulação para o caso 1 da topologia MM5B1B usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0/1$. (a) Tensão e corrente da rede (e_g e i_g). (b) Corrente do conversor 1 (i_1). (c) Corrente do conversor 3 (i_3). (d) Corrente do braço compartilhado (i_s).

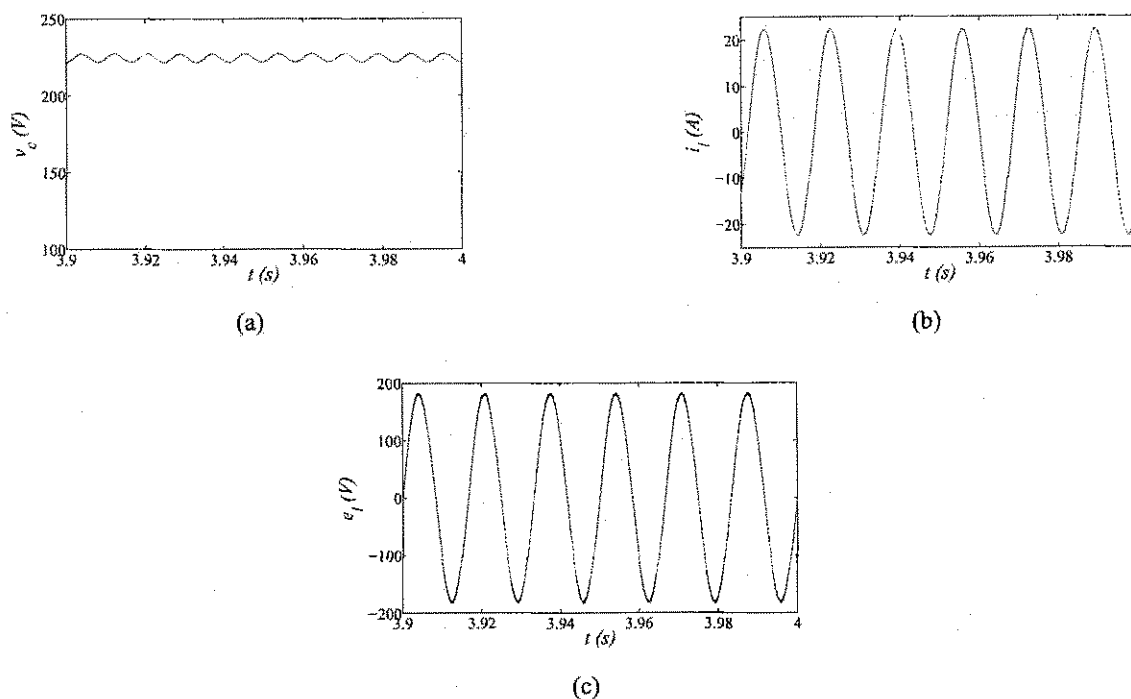


Figura 2.94: Resultados de simulação para o caso 1 da topologia MM5B1B usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0/1$. (a) Tensão do barramento CC (v_c). (b) Corrente da carga (i_l). (c) Tensão da carga (e_l).

alta frequência, nas correntes da rede (i_g), na corrente do braço compartilhado (i_s), e na tensão da carga e_l , quando comparados com o caso usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$ [conforme mostrado nas Figuras 2.93(a), 2.93(d) e 2.94(c), respectivamente]. Contudo, nota-se um aumento das oscilações de alta frequência nas correntes internas i_1 e i_3 [como visto nas Figuras 2.93(b) e 2.93(c)].

Os resultados de simulação para o caso 2, usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0/1$, são mostrados nas Figuras 2.95 e 2.96. Desses resultados, observa-se que as componentes de alta frequência da corrente da rede (i_g), da corrente do braço compartilhado e da tensão da carga e_l são similares as do caso 1, usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0/1$ [conforme mostrado nas Figuras 2.95(a), 2.95(d) e 2.96(c), respectivamente]. Por outro lado, as correntes internas i_1 e i_3 têm um aumento nas componentes de alta frequência quando comparadas com o caso 1, usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0/1$ [veja as Figuras 2.95(b) e 2.95(c)].

2.5.11 Resultados Experimentais

Os resultados experimentais foram obtidos a partir de uma plataforma de desenvolvimento experimental baseada em um microcomputador (PC-Pentium) equipado com placa de aquisição de dados e sensores. Os resultados foram obtidos para uma frequência de chaveamento de $10kHz$, capacitância do barramento CC de $2200\mu F$ e período de amostragem de $100\mu s$. O objetivo desses resultados é mostrar o funcionamento da topologia MM5B1B proposta em regime permanente e

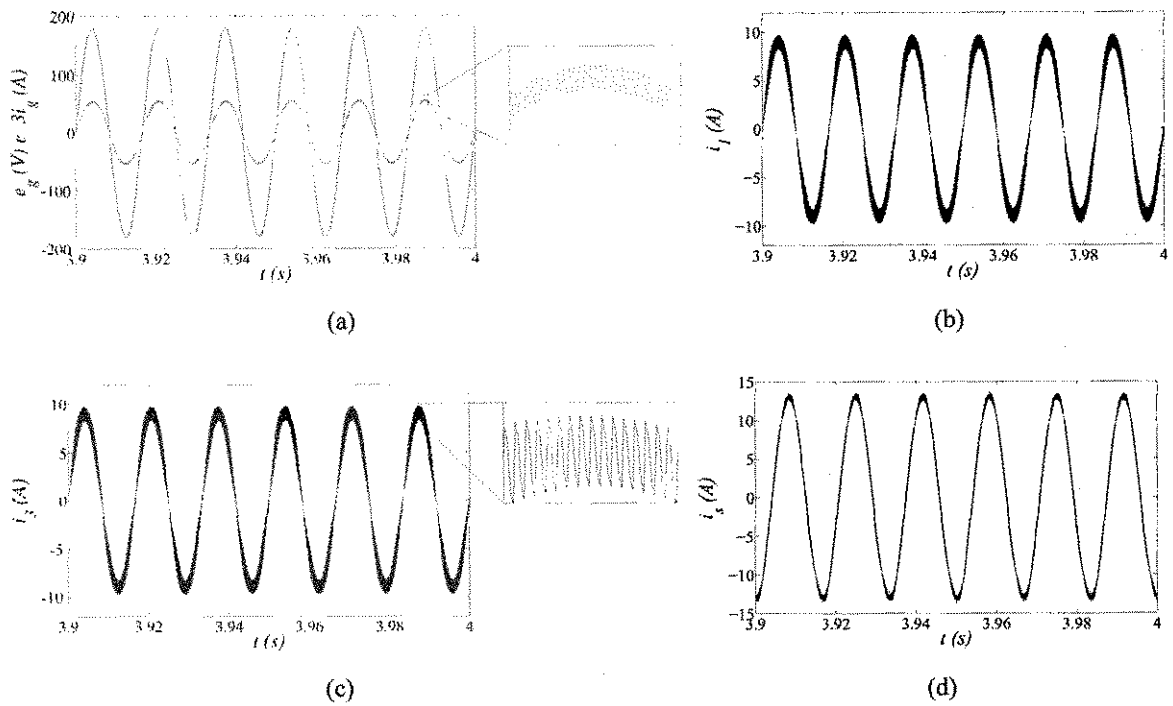


Figura 2.95: Resultados de simulação para o caso 2 da topologia MM5B1B usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0/1$. (a) Tensão e corrente da rede (e_g e i_g). (b) Corrente do conversor 1 (i_1). (c) Corrente do conversor 3 (i_3). (d) Corrente do braço compartilhado (i_s).

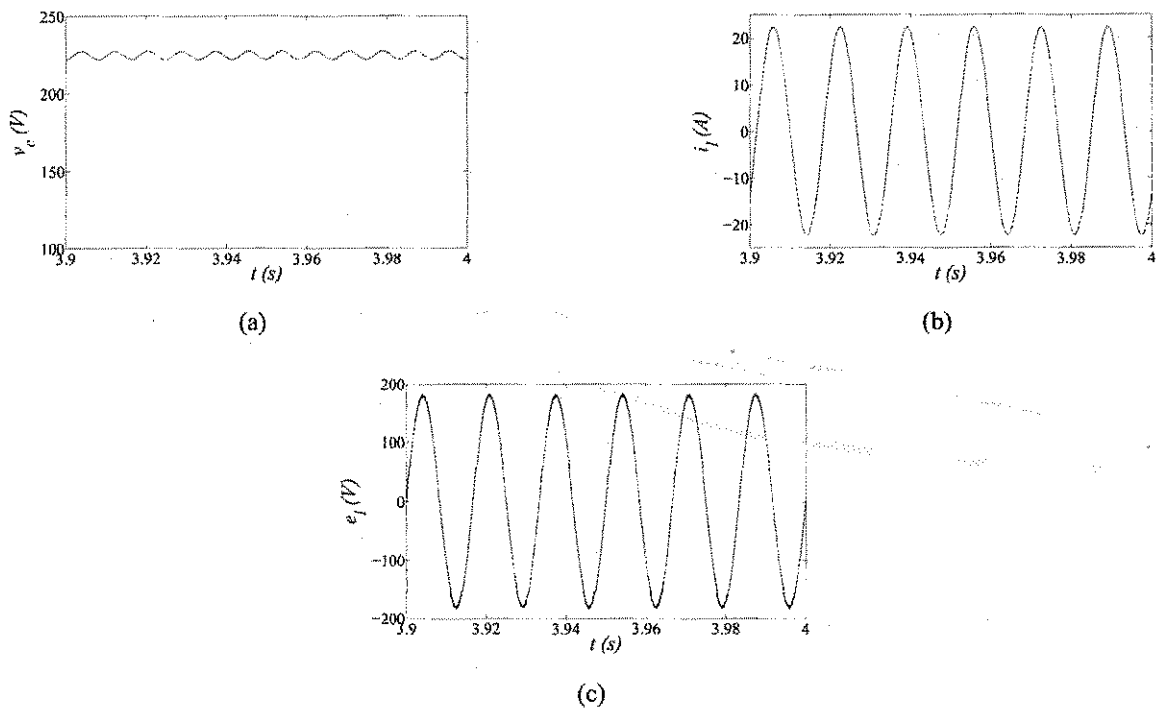


Figura 2.96: Resultados de simulação para o caso 2 da topologia MM5B1B usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0/1$. (a) Tensão do barramento CC (v_c). (b) Corrente da carga (i_l). (c) Tensão da carga (e_l).

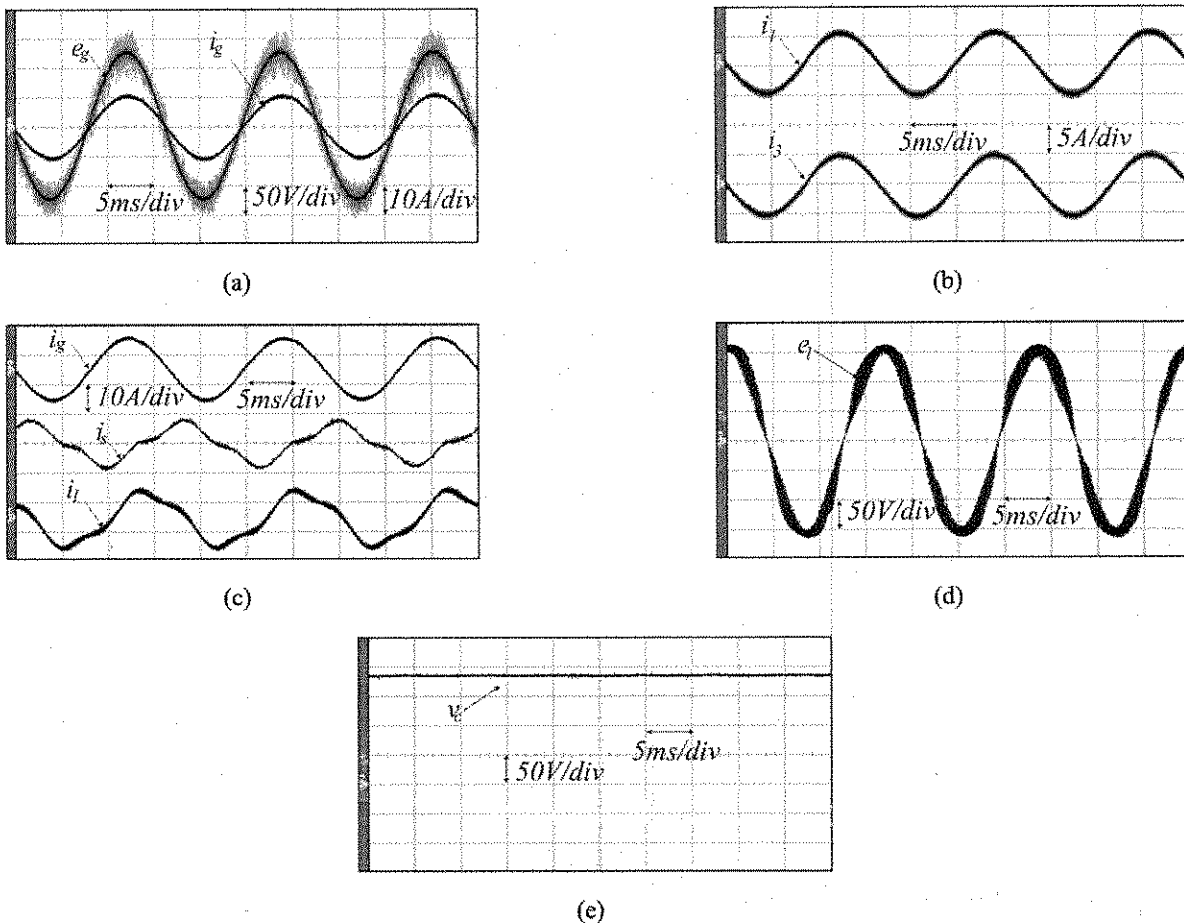


Figura 2.97: Resultados experimentais em regime permanente, para o caso 1, da topologia MM5B1B usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão e corrente da rede monofásica (e_g e i_g). (b) Correntes internas (i_1 e i_3). (c) Correntes da rede (i_g), da carga (i_l) e do braço compartilhado (i_s). (d) Tensão da carga (e_l). (e) Tensão do barramento CC (v_c).

sobre um transitório de carga.

Nas Figuras 2.97 e 2.98, são mostrados os resultados experimentais do caso 1, da topologia MM5B1B em regime permanente, obtidos usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. As curvas mostradas nessa figura são: tensão da rede (e_g), corrente da rede (i_g), correntes internas (i_1 e i_3), corrente do braço compartilhado (i_s), corrente da carga (i_l), tensão na carga (e_l) e tensão do barramento CC (v_c).

A Figura 2.97 mostra os resultados experimentais considerando a tensão da rede senoidal. Desses resultados, percebe-se o adequado funcionamento da topologia proposta, com a corrente da rede (i_g) senoidal e em fase com a tensão e_g , a tensão da carga (e_l) senoidal e regulada, e a tensão do barramento CC devidamente controlada [conforme mostrado nas Figuras 2.97(a), 2.97(d) e 2.97(e)]. As correntes internas i_1 e i_3 [como visto na Figura 2.97(b)] equivalem à metade da corrente da rede, reduzindo as perdas totais no conversor. Além disso, nota-se que a corrente do braço compartilhado é menor que a corrente da rede i_g [Figura 2.97(c)].

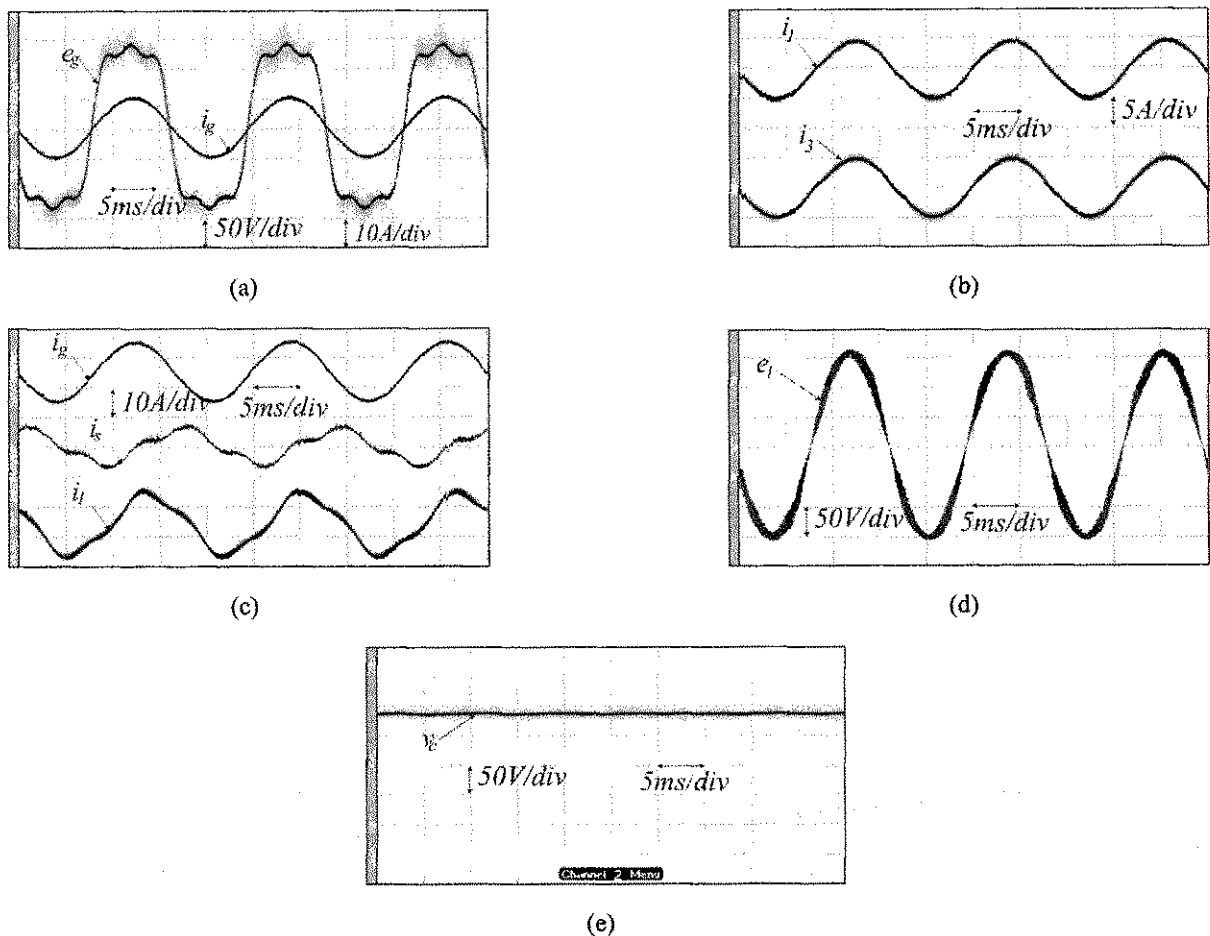


Figura 2.98: Resultados experimentais em regime permanente, para o caso 1, da topologia MM5B1B usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão e corrente da rede monofásica (e_g e i_g). (b) Correntes internas (i_1 e i_3). (c) Correntes da rede (i_g), da carga (i_l) e do braço compartilhado (i_s). (d) Tensão da carga (e_l). (e) Tensão do barramento CC (v_c).

Na Figura 2.98, são mostrados os resultados experimentais considerando a tensão da rede e_g com componentes harmônicas. A tensão e_g possui 20% de terceira harmônica e 10% de quinta harmônica. Esses resultados foram obtidos usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$.

Desses resultados, apesar de a tensão e_g apresentar uma distorção harmônica a corrente da rede (i_g) é senoidal e em fase com a tensão e_g [Figura 2.98(a)] e a tensão da carga e do barramento CC estão sob controle [Figuras 2.98(d) e 2.98(e)].

Na Figura 2.99, são mostrados os resultados experimentais da topologia MM5B1B no momento em que ocorre um transitório de carga. Inicialmente, utiliza-se como carga um motor monofásico de 0,5cv, e, em seguida é adicionada uma carga resistiva de 500W. Esses resultados foram obtidos usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. As curvas mostradas nessa figura são: tensão da rede (e_g), corrente da rede (i_g), correntes internas (i_1 e i_3), corrente do braço compartilhado (i_s), corrente da carga (i_l), tensão na carga (e_l) e tensão do barramento CC (v_c).

A partir dos resultados mostrados, percebe-se que, quando ocorre a variação da carga, tem-se

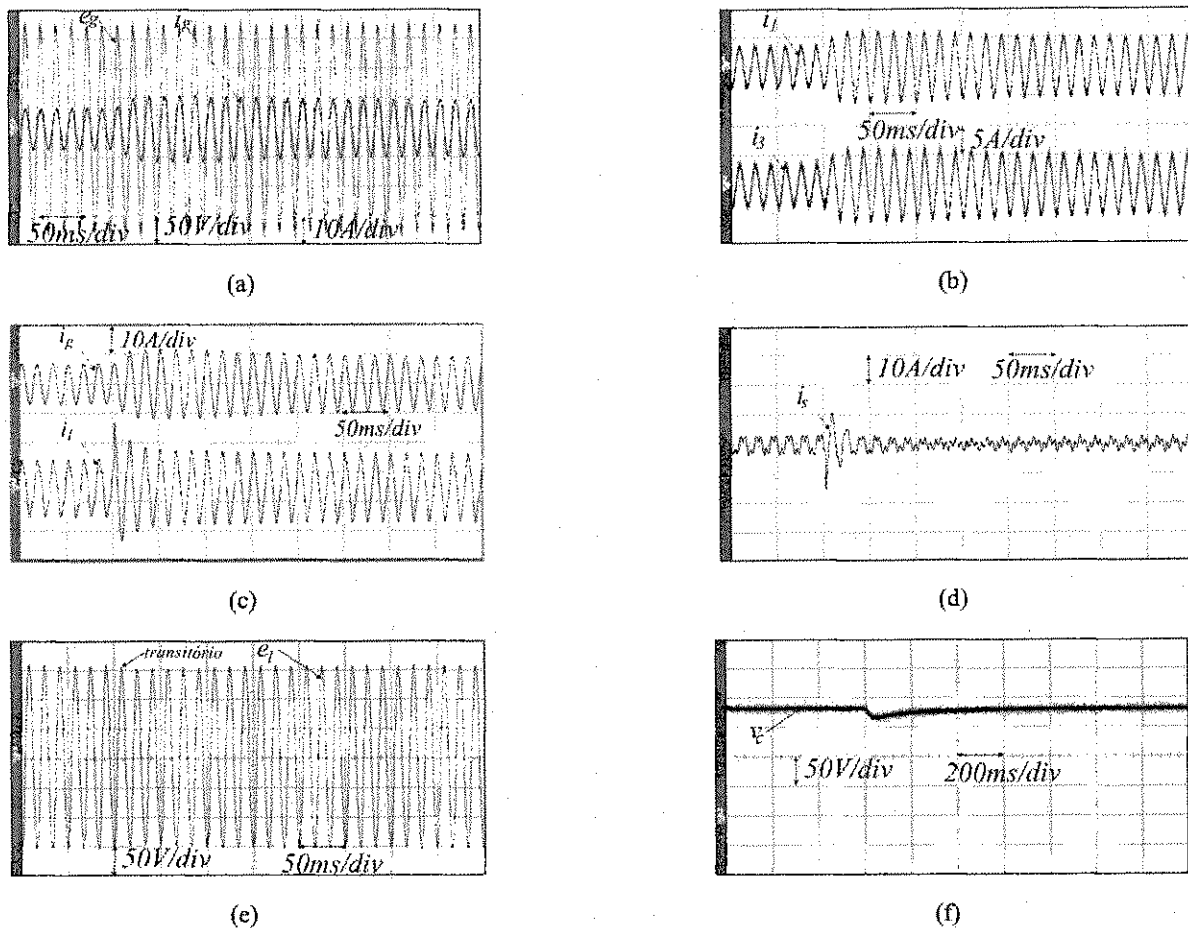


Figura 2.99: Resultados experimentais de um transitório de carga, para o caso 1, da topologia MM5B1B usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão e corrente da rede monofásica (e_g e i_g). (b) Correntes internas (i_1 e i_3). (c) Correntes da rede e da carga, (i_g e i_l). (d) Corrente do braço compartilhado (i_s). (e) Tensão da carga (e_l). (f) Tensão do barramento CC (v_c).

um aumento da potência fornecida pela rede, como é observado com o aumento do fluxo da corrente i_g . Além disso, a corrente i_g permanece senoidal e em fase com a tensão [Figura 2.99(a)]. Devido ao aumento do fluxo de corrente na rede, tem-se o aumento nas amplitudes das correntes internas i_{1a} e i_{3a} [veja a Figura 2.99(b)]. Por outro lado, com o aumento da carga, tem-se a redução da corrente do braço compartilhado, em virtude da redução do fator de potência da carga [conforme mostrado na Figura 2.99(d)]. A tensão do barramento CC permanece regulada, apresentando apenas uma pequena oscilação no momento do transitório de carga [Figura 2.99(f)]. Já a tensão fornecida à carga permanece controlada e senoidal [como mostrado na Figura 2.99(e)].

2.5.12 Desempenho da Topologia MM5B1B

A Tabela 2.23 resume o desempenho da topologia MM5B1B, levando em consideração os três critérios de comparação abordados neste trabalho, em relação ao desempenho da topologia convencional, com $\mu = 0,5$.

Tabela 2.23: Resumo do desempenho da topologia MM5B1B.

Topologia MM5B1B					
PWM		P-2P			
Critérios		$\mu = 0,5$	$\mu = 0,5$	$\mu = 0$ ou 1	$\mu = 0/1$
	WTHD	i_g	1,08	1,89	1,44
e_l		0,99	2,06	1,49	0,53
i_{1a}		1,08	1,08	1,80	1,96
THD(i_g)	l_n	–	–	–	$\geq 0,6$
	f_{ch}	–	–	–	$\geq 6kHz$
$P_{c,loss}^{hf}$		1,10	1,54	0,83	0,36
P_t		0,66	0,66	0,54	0,54

O desempenho da topologia MM5B1B usando uma portadora PWM, é pior que o desempenho da topologia convencional. A melhor solução para a topologia proposta, caso 1, é utilizar duas portadoras PWM, com $\mu = 0/1$, pois, neste caso, é possível reduzir a THD e/ou WTHD da corrente da rede e da tensão da carga em quase 45%, quando comparada com a topologia convencional, além de reduzir as perdas nos semicondutores, em mais de 40%, e as perdas de alta frequência nos capacitores do barramento CC, em aproximadamente 66%. Para outros valores de μ , e usando duas portadoras PWM, o desempenho da topologia MM5B1B é pior que a topologia convencional.

2.6 Comparação das Topologias

Esta seção tem como objetivo comparar as quatro topologias apresentadas neste capítulo. O melhor desempenho das topologias MM8B2B, MM8B1B e MM6B1B foi obtido usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0$ ou $\mu = 1$, já para a topologia MM5B1B o melhor desempenho foi obtido usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0/1$, isto é $\mu = 0$, se $e_g > 0$, e $\mu = 1$, se $e_g < 0$.

As topologias MM8B2B e MM8B1B utilizam o dobro das chaves de potência da topologia convencional (dezesseis chaves), contudo, em comparação com a topologia convencional essas duas topologias reduzem: as WTHDs das correntes da rede (em 47%) e da tensão da carga (em 47%), as perdas nos semicondutores (em 36%) e as perdas de alta frequência no capacitor (em 35% para a topologia MM8B2B e 60% para a topologia MM8B1B). Comparando essas duas topologias, percebe-se que a MM8B1B tem melhor desempenho, pois utiliza um único barramento CC, tendo assim, menor custo, e apresenta uma maior redução nas perdas de alta frequência dos capacitores do barramento CC, veja a Tabela 2.24.

Em relação às topologias com braço compartilhado, têm-se redução do número de chaves de potência utilizadas. A topologia MM6B2B é composta por doze chaves de potência e a topologia MM5B1B utiliza duas chaves de potência a mais que a topologia convencional, ou seja dez chaves de potência. Além disso, as topologias MM6B2B e MM5B1B reduzem: as WTHDs das corrente da rede (em 47% para a topologia MM6B2B e 45% para a topologia MM5B1B) e da tensão da carga (48% para a topologia MM6B2B e 47% para a topologia MM5B1B), as perdas de alta

Tabela 2.24: Comparação das topologias monofásicas-monofásicas.

Topologias Monofásicas-Monofásicas						
PWM		Convencional	MM8B2B	MM8B1B	MM6B2B	MM5B1B
Crerios		$\mu = 0,5$	$\mu = 0$ ou 1	$\mu = 0$ ou 1	$\mu = 0$ ou 1	$\mu = 0/1$
Nº de Chaves		8	16	16	12	10
Nº de Barramentos CC		1	2	1	2	1
Frequência da Carga		Diferente	Diferente	Diferente	Igual	Igual
WTHD	i_g	1,0	0,53	0,53	0,53	0,55
	e_t	1,0	0,53	0,53	0,52	0,53
	i_{1a}	1,0	2,07	2,74	3,65	1,96
THD(i_g)	l_n	1,0	$\geq 0,6$	$\geq 0,6$	$\geq 0,6$	$\geq 0,6$
	f_{ch}	10kHz	$\geq 6kHz$	$\geq 6kHz$	$\geq 6kHz$	$\geq 6kHz$
$P_{c,loss}^{hf}$		1	0,65	0,40	0,46	0,36
P_t		1	0,64	0,64	0,56	0,54

frequência dos capacitores da barramento CC (em 54% para a configuração MM6B2B e 64% para a configuração MM5B1B) e as perdas nos semicondutores em comparação com a topologia convencional (em 44% para a configuração MM6B2B e 46% para a configuração MM5B1B), conforme mostrado na Tabela 2.24. A única limitação das topologias com braço compartilhado é a necessidade de utilizar a frequência da carga igual à frequência da rede, de forma a manter o nível de tensão do barramento CC similar ao da topologia convencional.

Dentre as quatro topologias apresentadas, a topologia MM5B1B é bastante promissora, pois utiliza somente duas chaves a mais que a topologia convencional e reduz os esforços nas chaves de potência, com a divisão das correntes entre os braços conectados em paralelo, diminuindo as perdas de chaveamento e condução. Além disso, apresenta a maior redução nas perdas de alta frequência dos capacitores do barramento CC em comparação com as outras topologias, o que significa um maior tempo de vida para os capacitores do barramento CC.

2.7 Conclusões

Neste capítulo, foram investigados os conversores CA-CC-CA monofásicos-monofásicos conectados em paralelo. Quatro topologias foram apresentadas e analisadas, sendo duas configurações formadas por dois conversores CA-CC-CA em ponte completa conectados em paralelo:

- (i) MM8B2B, constituída por oito braços (dezesesseis chaves de potência) e com dois barramentos CC, e
- (ii) MM8B1B, também com oito braços, mas, compartilhando entre os conversores um único barramento CC.

E duas topologias formadas por dois conversores CA-CC-CA com braços compartilhados:

- (iii) MM6B2B, composta por seis braços (doze chaves de potência) e dois barramentos CC, e

- (iv) MM5B1B, formada por cinco braços (dez chaves de potência) e compartilhando um único barramento CC.

Os modelos dinâmicos de todas as topologias foram apresentados, foi realizado a modelagem dinâmica das corrente de circulação (nas topologias MM8B1B e MM8B2B), confirmado que as correntes de circulação são compostas por duas componentes: uma de alta frequência e outra de baixa frequência. Resultados experimentais mostraram que a estratégia PWM proposta foi capaz de atenuar a alta frequência da corrente de circulação, a redução do fluxo de corrente nos conversores, como também verificou o efeito da aplicação de duas portadoras PWM (*interleaved*) nas correntes internas e na corrente da rede, mostrando o cancelamento das altas frequências das correntes internas de forma a fornecer uma corrente à rede com menor distorção harmônica.

Para avaliação e comparação das topologias apresentadas frente a topologia convencional, três critérios foram utilizados: (i) taxa de distorção harmônica da corrente da rede e da tensão da carga, (ii) perdas de alta frequência dos capacitores do banco de capacitores e (iii) perdas nos semicondutores.

Com a utilização de duas portadoras PWM, com $\mu = 0$, $\mu = 1$ ou $\mu = 0/1$ (para a topologia MM5B1B), verificou-se que todas as configurações de conversores propostas apresentaram um desempenho superior frente à topologia convencional, com redução das distorções harmônicas da corrente da rede e da tensão da carga, redução das perdas totais nas chaves de potência e a redução da corrente RMS dos capacitores. Devido a redução da corrente RMS dos capacitores, tem-se a diminuição das perdas de alta frequência e dos esforços dos capacitores do barramento CC, aumentando o tempo de vida do banco de capacitores.

As desvantagens das topologias apresentadas são: o aumento do investimento inicial e o aumento das distorções das correntes internas em virtude do uso de múltiplas portadoras PWM. De um modo geral, pode-se afirmar que a topologia MM5B1B apresenta um melhor desempenho frente as demais devido: (i) redução do número de componentes, (ii) maior redução nas perdas dos capacitores, (iii) menor distorção harmônica das correntes internas e (iv) maior redução nas perdas de totais nos semicondutores.

Capítulo 3

Conversores CA-CC-CA Monofásicos-Trifásicos

3.1 Introdução

O sistema de distribuição de energia elétrica é tipicamente trifásico, mas em algumas situações os usuários têm acesso somente a uma rede elétrica monofásica. É comum encontrar apenas a rede de distribuição monofásica em áreas residenciais, em indústrias de pequeno porte e principalmente em áreas rurais. Contudo, vem crescendo a demanda de aplicações em que os usuários necessitam acionar uma carga trifásica, normalmente uma máquina elétrica (que apresenta uma série de vantagens frente à máquina monofásica), o que requer, para esse tipo de acionamento, uma rede de distribuição trifásica. Nesse contexto, diversas soluções vêm sendo propostas na literatura com o objetivo de acionar uma carga trifásica a partir de uma rede de distribuição monofásica [58], [87], [88], [89], [90], [91], [92], [93] e [94].

Usualmente a conversão monofásico para trifásico é realizada a partir de um conversor CA-CC-CA monofásico-trifásico com cinco braços (dez chaves de potência), denominada aqui de topologia convencional, sendo ilustrada na Figura 3.1. Porém, nos últimos anos os estudos das topologias monofásica-trifásica se basearam no melhoramento desses conversores nos seguintes aspectos [88]: redução dos custos, minimização dos números de componentes, melhoramento do fator de potência, qualidade da potência entregue à carga, etc. Contudo, um sério problema da aplicação do conversor CA-CC-CA monofásico-trifásico convencional é que todo o fluxo de potên-

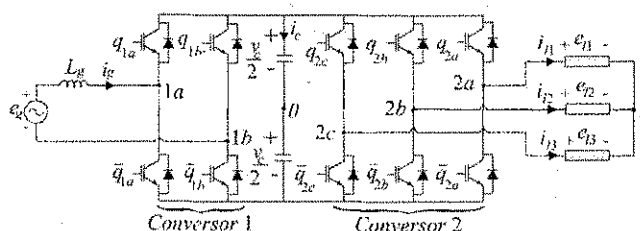


Figura 3.1: Conversor CA-CC-CA monofásico-monofásico convencional.

cia solicitado pela carga trifásica ($3.0pu$) passa pelo conversor monofásico, em outras palavras, a potência processada em cada braço do conversor monofásico equivale a $3.0pu$.

Nesse sentido, a conexão de conversores CA-CC-CA monofásicos-trifásicos em paralelo, torna-se uma solução interessante, pois a associação de conversores em paralelo proporciona a redução do fluxo de potência processado pelos conversores monofásicos. No caso particular com dois conversores em paralelo, o fluxo de potência que passa pelos conversores monofásicos equivale à metade do fluxo de potência da topologia convencional ($1.5pu$ em cada braço do conversor monofásico). Além disso, outras vantagens inerentes às conexões dos conversores em paralelo, podem ser destacadas em comparação com a topologia convencional, tais como: redução das distorções harmônicas das variáveis de entrada e saída dos conversores, redução das perdas de condução, etc.

Portanto, este capítulo tem como objetivo o estudo de três novas topologias de conversores CA-CC-CA monofásicos-trifásicos conectados em paralelo sem uso de transformadores, como apresentadas na Figura 3.2. As topologias propostas são: conversor monofásico-trifásico com sete braços (quatorze chaves de potência) e um barramento CC, chamada de topologia MT7B1B [Figura 3.2(a)], conversor monofásico-trifásico com dez braços (vinte chaves de potência) e dois barramentos CC, denominada topologia MT10B2B [Figura 3.2(b)], e conversor monofásico-trifásico com dez braços (vinte chaves de potência) e um barramento CC, chamada de topologia MT10B1B [Figura 3.2(c)].

As topologias propostas podem ser aplicadas no acionamento de máquinas elétricas e no sistema de geração distribuído, em locais nos quais tenha somente disponibilidade da rede de distribuição monofásica, muito comum em áreas rurais.

3.2 Conversor Monofásico-Trifásico com Sete Braços e um Barramento CC

A configuração MT7B1B (monofásica-trifásica com sete braços e um barramento CC), mostrada na Figura 3.3, é composta por dois conversores monofásicos em ponte completa conectados em paralelo (conversores 1 e 3), um conversor trifásico (conversor 2), uma carga trifásica (máquina de indução trifásica), cinco impedâncias de filtro $L'_g, L_{1a}, L_{1b}, L_{3a}$ e L_{3b} e um barramento CC. O conversor 1 é formado pelas chaves $q_{1a}, \bar{q}_{1a}, q_{1b}$ e \bar{q}_{1b} , o conversor 2, pelas chaves $q_{2a}, \bar{q}_{2a}, q_{2b}, \bar{q}_{2b}, q_{2c}$ e \bar{q}_{2c} , enquanto que, o conversor 3 é formado pelas chaves $q_{3a}, \bar{q}_{3a}, q_{3b}$ e \bar{q}_{3b} .

3.2.1 Modelo do Sistema

O modelo da topologia MT7B1B, mostrado na Figura 3.3, com $L'_g = 0$, é apresentado a seguir. A partir da Figura 3.3, os conversores 1 e 3, são modelados pelas equações (2.1)-(2.3). Para o

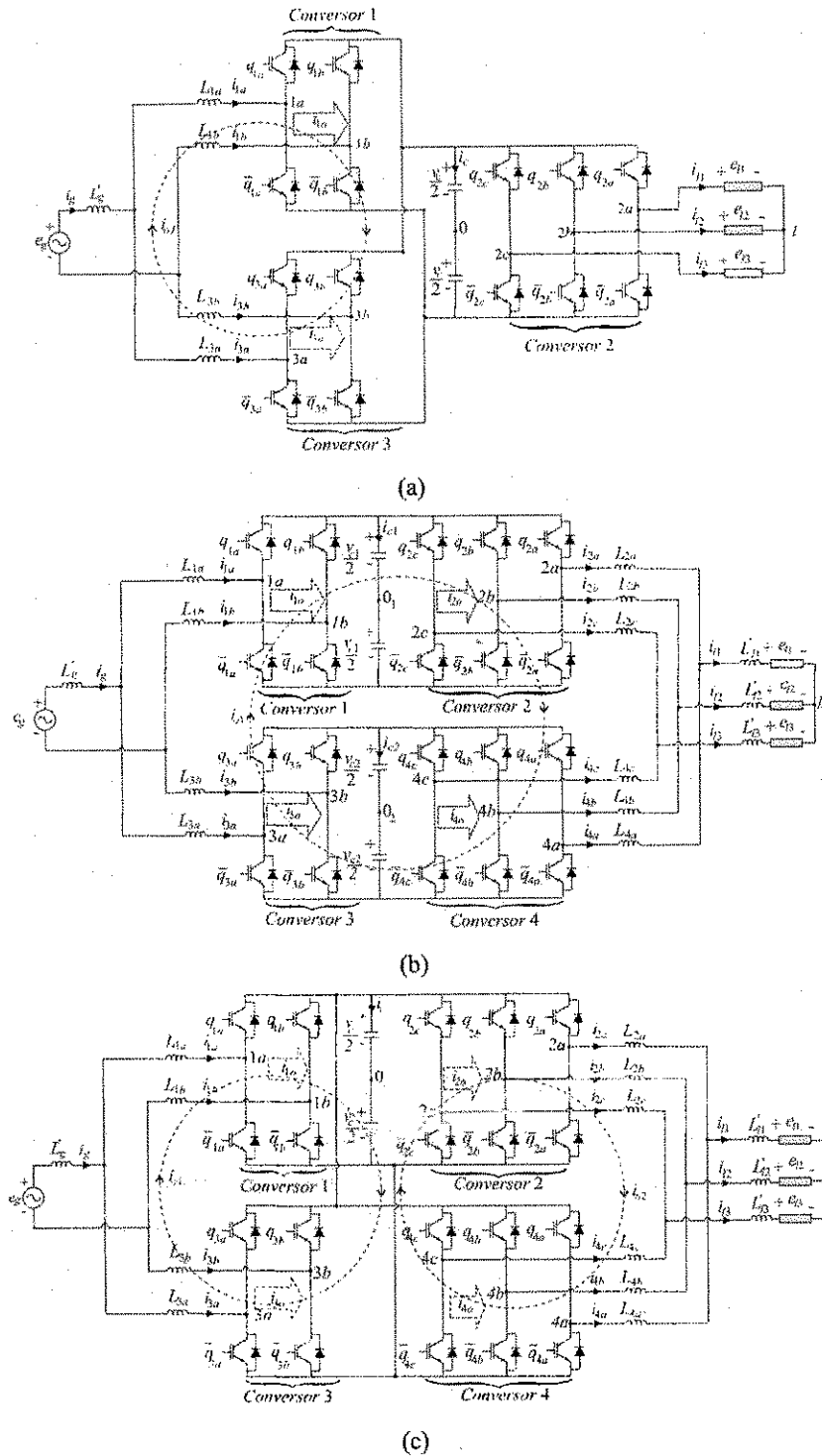


Figura 3.2: Topologias de conversores monofásicos-trifásicos. (a) Com sete braços e um barramento CC (topologia MT7B1B). (b) Com dez braços e dois barramentos CC (topologia MT10B2B). (c) Com dez braços e um barramento CC (topologia MT10B1B).

conversor 2, no lado da carga, encontram-se as seguintes equações:

$$e_{11} = v_{2a0} - v_{10} \tag{3.1}$$

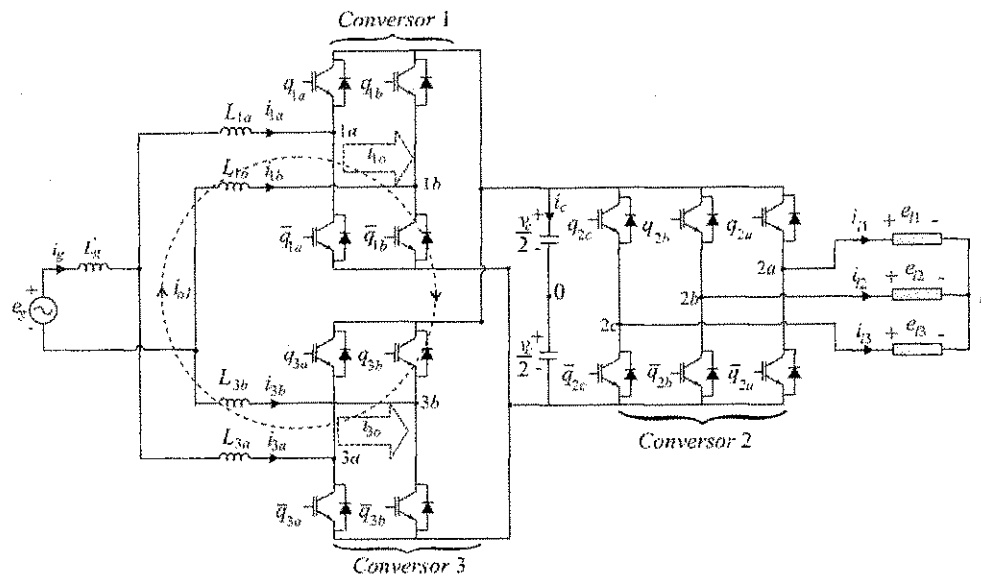


Figura 3.3: Conversor CA-CC-CA monofásico-trifásico com sete braços e um barramento CC (MT7B1B).

$$e_{12} = v_{2b0} - v_{10} \quad (3.2)$$

$$e_{13} = v_{2c0} - v_{10} \quad (3.3)$$

onde v_{2a0} , v_{2b0} e v_{2c0} são as tensões de polo do conversor 2, v_{10} é a tensão do neutro da carga (l) até o ponto médio do barramento CC (0), e e_{11} , e_{12} e e_{13} são as tensões nos terminais da carga trifásica. Considerando a tensão na carga equilibrada, isto é, $e_{11} + e_{12} + e_{13} = 0$, a tensão v_{10} é:

$$v_{10} = \frac{1}{3}(v_{2a0} + v_{2b0} + v_{2c0}). \quad (3.4)$$

Como discutido no capítulo 2, a conexão de dois conversores em paralelo, sem uso de transformadores acarreta na formação de uma malha de circulação, entre os conversores monofásicos, que é definida pelas equações (2.97) e (2.98). A partir dessas equações, encontra-se a tensão de circulação, definida pelas equações (2.101) e (2.103). Assim, a partir das correntes de circulação, equações (2.105), (2.106) e (2.109), o modelo dos conversores 1 e 3, da topologia MT7B1B, é definido por:

$$e_g = (z_{1a} + z_{1b})i_{1a} - z_{1b}i_{o1} + v_1 \quad (3.5)$$

$$e_g = (z_{2a} + z_{3b})i_{3a} + z_{3b}i_{o1} + v_3 \quad (3.6)$$

$$v_{o1} = (z_{1b} + z_{3b})i_{o1} + (z_{1a} - z_{1b})i_{1a} - (z_{3a} - z_{3b})i_{3a}. \quad (3.7)$$

As expressões (3.1)-(3.7) representam o modelo dinâmico da configuração MT7B1B, apresentada na Figura 3.3. As tensões v_1 e v_3 permitem regular, respectivamente, as correntes i_{1a} e i_{3a} dos conversores 1 e 3. A tensão v_{o1} permite controlar a corrente de circulação entre os conversores monofásicos. Além disso, as tensões v_{2a0} , v_{2b0} e v_{2c0} são usadas no controle da máquina a ser acionada.

Considerando o sistema equilibrado, ou seja, $z_{1a} = z_{1b} = z_{3a} = z_{3b} = z_1$, o modelo do sistema, torna-se:

$$e_g = 2z_1 i_{1a} - z_1 i_{o1} + v_1 \quad (3.8)$$

$$e_g = 2z_1 i_{3a} + z_1 i_{o1} + v_3 \quad (3.9)$$

$$v_{o1} = 2z_1 i_{o1} \quad (3.10)$$

$$e_{l1} = v_{2a0} - v_{l0} \quad (3.11)$$

$$e_{l2} = v_{2b0} - v_{l0} \quad (3.12)$$

$$e_{l3} = v_{2c0} - v_{l0} \quad (3.13)$$

Somando as equações (3.8) e (3.9) e adicionando a equação (2.3), o modelo de entrada do sistema em função da corrente da rede monofásica é:

$$v_g = \frac{v_1 + v_3}{2} = e_g - z_1 i_g \quad (3.14)$$

dessa equação, percebe-se que a corrente da rede i_g não depende da componente da corrente de circulação, e a distorção harmônica dessa corrente depende apenas da componente da tensão média, fornecida pelos conversores 1 e 3, $v_g = (v_1 + v_3)/2$.

Fazendo $z_1 = z_g$, onde z_g é a indutância de filtro equivalente dos conversores 1 e 3 (veja a Figura 2.3), encontra-se:

$$v_g = e_g - z_g i_g \quad (3.15)$$

A generalização da topologia MT7B1B, com $L'_g \neq 0$ e N conversores monofásicos em paralelo, é igual a generalização da topologia MM8B1B (considerado apenas os conversores no lado da rede), apresentada no apêndice B.2.

3.2.2 Estratégia PWM

As tensões de polo v_{1a0} , v_{1b0} , v_{3a0} e v_{3b0} , em função dos estados de condução das chaves são definidas pelas equações (2.135) e (2.136), com $k = 1, 3$. Já para o conversor 2, encontram-se as seguintes relações para as tensões de polo, em função dos estados das chaves:

$$v_{2a0} = (2s_{q2a} - 1) \frac{v_c}{2} \quad (3.16)$$

$$v_{2b0} = (2s_{q2b} - 1) \frac{v_c}{2} \quad (3.17)$$

$$v_{2c0} = (2s_{q2c} - 1) \frac{v_c}{2} \quad (3.18)$$

onde s_{q2a} , s_{q2b} e s_{q2c} são os estados de condução das chaves, que são definidos por variáveis binárias, ou seja, quando $s_q = 1$, a chave se encontra fechada, e, $s_q = 0$, a chave se encontra aberta.

No lado monofásico, as tensões de referência v_1^* , v_3^* e v_{o1}^* , definidas pelas equações (2.137), (2.138) e (2.141), são fornecidas pelos controladores, e a tensão auxiliar, expressa pela equação (2.143). Assim, as tensões de polo de referência podem ser escritas como seguem:

$$v_{1a0}^* = \frac{v_1^*}{2} + v_x^* \quad (3.19)$$

$$v_{1b0}^* = -\frac{v_1^*}{2} + v_x^* \quad (3.20)$$

$$v_{3a0}^* = \frac{v_3^*}{2} + \frac{v_{o1}^*}{2} + v_x^* \quad (3.21)$$

$$v_{3b0}^* = -\frac{v_3^*}{2} + \frac{v_{o1}^*}{2} + v_x^* \quad (3.22)$$

No lado trifásico, considerando que as tensões v_{2a}^* , v_{2b}^* e v_{2c}^* são fornecidas pelos controladores, as tensões de polo podem ser modificadas de maneira a otimizar o barramento CC [95], isto é,

$$v_{2a0}^* = v_{2a}^* + v_y^* \quad (3.23)$$

$$v_{2b0}^* = v_{2b}^* + v_y^* \quad (3.24)$$

$$v_{2c0}^* = v_{2c}^* + v_y^* \quad (3.25)$$

A partir das equações (3.19)-(3.25), observa-se que as tensões de polo dependem das tensões v_1^* , v_3^* , v_{o1}^* , v_{2a}^* , v_{2b}^* e v_{2c}^* , que são fornecidas pelo sistema de controle, e das tensões auxiliares v_x^* e v_y^* . As tensões auxiliares podem ser escolhidas de forma independente, desde que, os máximos e mínimos das tensões de polo sejam respeitados. Ou seja, a partir das equações (2.153)-(2.156), com $V_{x1}^* = \{v_1^*/2, -v_1^*/2, v_3^*/2 + v_{o1}^*/2, -v_3^*/2 + v_{o1}^*/2\}$ e $V_{y1}^* = \{v_{2a}^*, v_{2b}^*, v_{2c}^*\}$. As tensões v_x^* e v_y^* podem ser escritas em função de μ , a partir das equações (2.68) e (2.69).

Os sinais de gatilho das chaves de potência são obtidos pela comparação das tensões de polo, com uma ou duas portadoras PWM. No caso em que se utiliza duas portadoras PWM, as portadoras são defasadas de 180° entre si. Desse modo, as portadoras v_{t1} e v_{t2} são comparadas com as tensões de polo dos conversores 1 e 3, respectivamente. As tensões de polo do conversor 2 são comparadas com a portadora v_{t1} .

3.2.3 Estratégia de Controle

O diagrama de controle do conversor MT7B1B é mostrado na Figura 3.4. A partir desse diagrama de controle, a tensão v_c do barramento CC é regulada pelo controlador PI convencional, representado pelo bloco R_c , no seu valor de referência v_c^* . Esse controlador fornece a amplitude de corrente de referência I_g^* , desejada na rede monofásica.

O controle do fator de potência é obtido sincronizando a corrente instantânea de referência i_g^* com a tensão da rede monofásica, aplicando o bloco de sincronismo G_{ig} . As referências de corrente, desejadas nas entradas dos conversores 1 e 3, são iguais à metade da corrente da rede

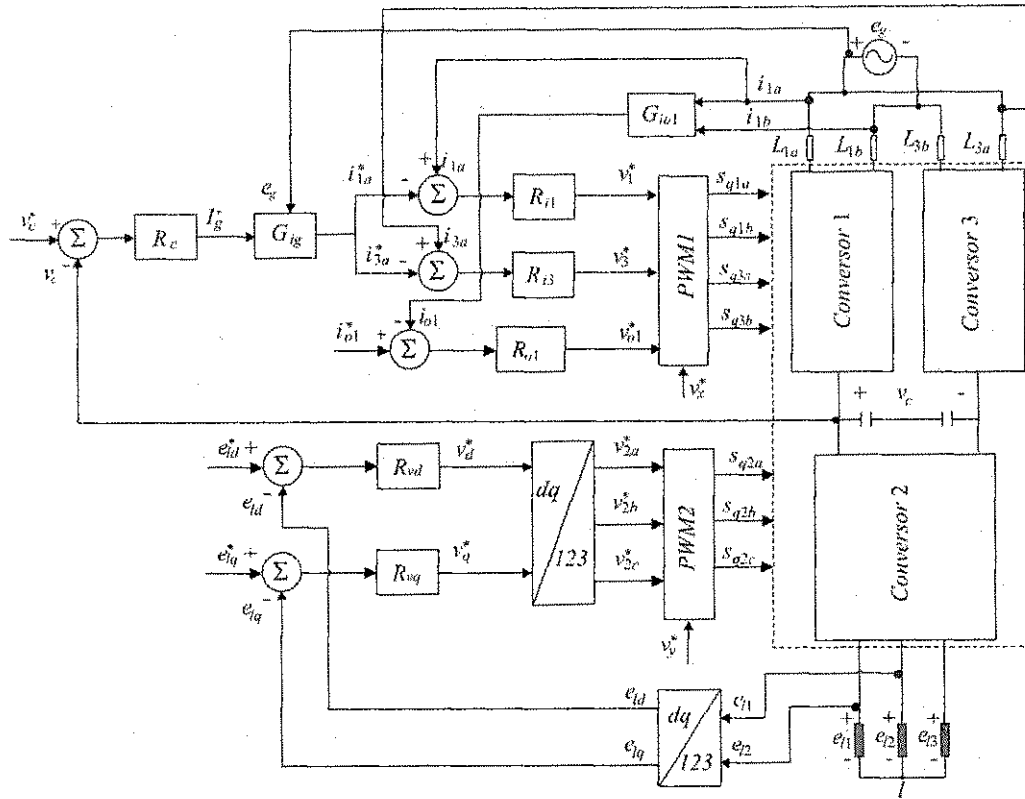


Figura 3.4: Diagrama de blocos do controle do conversor MT7B1B.

monofásica $[i_{1a}^* = i_{3a}^* = i_g^*/2]$ de forma a dividir igualmente o fluxo de potência entre os conversores. Os controladores das correntes i_{1a}^* e i_{3a}^* são implementados usando dois controladores de dupla sequência [definidos pelas equações (2.71)-(2.73)], representado pelos blocos R_{i1} e R_{i3} . Esses controladores definem as tensões de referência v_1^* e v_3^* , desejadas nas entradas dos conversores 1 e 3, respectivamente.

A corrente de circulação i_{o1} é determinada pelas equações (2.105) e (2.109), a partir das correntes internas do conversor 1, i_{1a} e i_{1b} , sendo representado pelo bloco G_{io1} . Essa corrente de circulação é regulada para um valor de referência nulo, usando um controlador PI de dupla sequência, representado pelo bloco R_{o1} . O controlador é definido pelas equações (2.71)-(2.73), com $j = o1$ e $m = j$. Na saída desse controlador, determina-se a tensão de circulação de referência v_{o1}^* .

O controle da tensão dq na carga é realizado por dois controladores PI de dupla sequência, representados pelos blocos R_{vd} e R_{vq} , definidos pelas equações (2.71)-(2.73), com $\varepsilon_j = v_j^* - v_j$, $j = ld, lq$, $m = i$ e a frequência ω_e igual à frequência da carga. Na saída desses controladores, encontram-se as tensões de referência v_d^* e v_q^* que são aplicadas ao bloco $dq/123$, baseado na transformada odq [veja a equação (3.51) na subseção 3.3.1]. Do bloco $dq/123$, é determinado as tensões v_{2a}^* , v_{2b}^* e v_{2c}^* . O controle da máquina de indução pode também ser obtido pelas estratégias de controle vetorial.

As tensões de referências, geradas pelos controladores, v_1^* , v_3^* e v_{o1}^* , e a tensão auxiliar v_x^*

[equação (2.68)], são aplicadas ao bloco *PWM1*, enquanto que, as tensões v_{2a}^* , v_{2b}^* e v_{2c}^* , e a tensão auxiliar v_y^* [equação (2.69)], são aplicadas ao bloco *PWM2* para o cálculo das tensões de polo de referência, a partir das equações (3.19)-(3.25). Essas tensões de polo, são, então, comparadas com uma ou duas portadoras PWM para gerar os sinais de gatilho das chaves do conversor MT7B1B.

3.2.4 Análise da WTHD

São mostradas, na Figura 3.5, as WTHDs da tensão gerada pelos conversores monofásicos da topologia proposta [$v_g = (v_1 + v_3)/2$] e da tensão gerada pelo conversor 1, da topologia convencional ($v_g = v_{1a0} - v_{1b0}$), em função do fator de distribuição de roda livre μ . Esses resultados foram obtidos de acordo com os parâmetros apresentados na Tabela A.9. A WTHD da tensão v_g , gerada pelos conversores 1 e 3, influencia nas distorções harmônicas da corrente da rede monofásica i_g , como mostrado na equação (2.30).

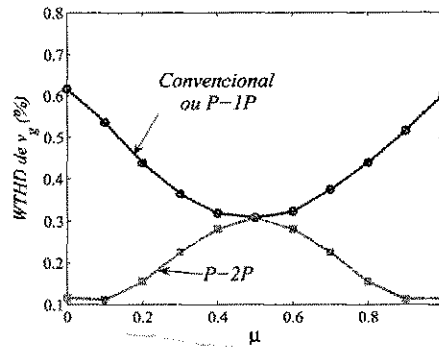


Figura 3.5: WTHD da tensão v_g em função de μ da topologia MT7B1B.

A partir da Figura 3.5, observa-se que a WTHD da tensão v_g , da configuração MT7B1B, com uma portadora PWM, é igual à WTHD da topologia convencional para qualquer valor de μ . Já usando duas portadoras PWM, para o caso particular em que $\mu = 0,5$, tem-se a mesma WTHD da topologia convencional. Entretanto, para os outros valores de μ , a WTHD é menor. A redução na WTHD da tensão v_g , utilizando duas portadoras PWM, com $\mu = 0$ ou $\mu = 1$, é aproximadamente 48,0%.

O comportamento da WTHD pode ser explicado a partir do perfil da tensão v_g no domínio do tempo. Dessa maneira, são mostrados na Figura 3.6, os perfis da tensão v_g da topologia convencional, com $\mu = 0,5$, e da topologia MT7B1B, usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$, e duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$ ou $\mu = 0$. Desses resultados, percebe-se que o perfil da tensão v_g gerada pela topologia convencional é igual ao perfil da tensão v_g gerada pela topologia proposta, usando uma ou duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$ [conforme ilustrado nas Figuras 3.6(b) e 3.6(c)], o que significa a mesma WTHD, como é observado na Figura 3.5. Por outro lado, usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0$, tem-se o aumento do número de níveis da tensão v_g [como pode ser visto na Figura 3.6(d)], o que significa uma redução na WTHD. Usando duas portadoras PWM, com $\mu = 1$, a tensão v_g gerada pelos conversores 1 e 3, é igual à tensão com $\mu = 0$.

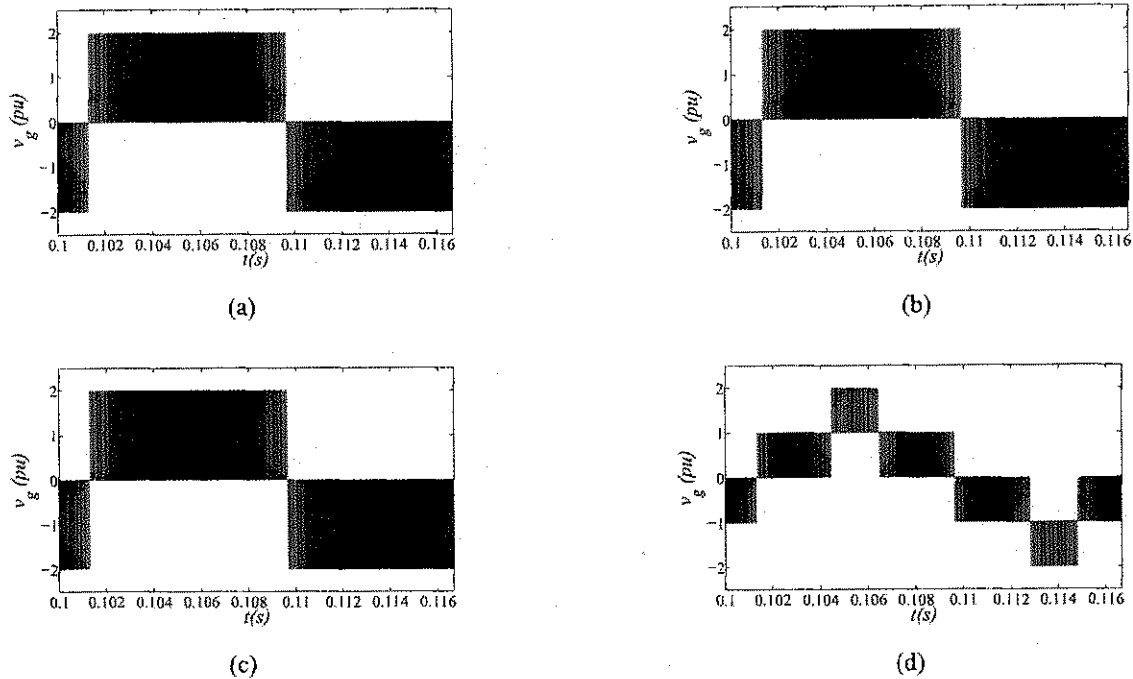


Figura 3.6: Tensão v_g . (a) Topologia convencional, com $\mu = 0,5$. (b) Topologia MT7B1B, usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. (c) Topologia MT7B1B, usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. (d) Topologia MT7B1B, usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0$.

3.2.5 Análise da THD para Diferentes Indutores de Filtro

A estratégia PWM proposta, com duas portadoras PWM, reduz a WTHD da tensão resultante, v_g , gerada pelos conversores monofásicos, como observado na Figura 3.5. Quando o valor da indutância equivalente da topologia proposta [$l_g(P)$] é igual ao valor da indutância da topologia convencional [$l_g(C)$], isto é $l_g(P) = l_g(C)$, a redução da THD da corrente da rede é diretamente representada pelo comportamento da WTHD, mostrado na Figura 3.5.

A distorção harmônica total é definida pela equação (2.75). Desse modo, são mostradas, na Figura 3.7, as THDs da corrente da rede i_g , em função de μ , para diferentes valores de l_n [onde l_n é a relação da indutância equivalente da topologia proposta pela indutância da topologia convencional, isto é, $l_n = l_g(P)/l_g(C)$]. Na Figura 3.7 são mostradas as THDs da corrente i_g da topologia convencional, da topologia proposta, com uma ou duas portadoras PWM. Desses resultados, nota-se que é possível obter uma THD da corrente i_g menor que da topologia convencional, usando duas portadoras PWM, quando $l_n \geq 0,4$ [isto é, $l_g(P) \geq 0,4l_g(C)$].

A redução no valor das indutâncias de filtro piora as THDs das correntes internas, como também, aumenta as componentes de alta frequência da corrente de circulação, i_{o1} . A Figura 3.8 mostra as THDs da corrente i_{1a} . Os perfis das THDs das outras correntes internas i_{1b} , i_{3a} e i_{3b} são similares aos da corrente i_{1a} e não serão apresentados. Desses resultados, percebe-se que os valores das THDs da corrente i_{1a} , com duas portadoras PWM, são maiores que os valores das THDs obtidos com uma portadora PWM, quando $l_n = 1,0$. Contudo, quando $l_n = 0,4$, é possível

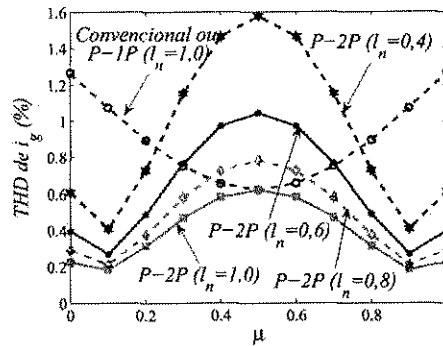


Figura 3.7: THD da corrente i_g da topologia MT7B1B, para diferentes valores de l_n , em função de μ .

obter uma THD para a corrente i_g melhor que a da topologia convencional, mas a THD da corrente interna, usando duas portadoras PWM, com $\mu = 1$, é cinco vezes maior que o valor da THD obtido com uma portadora PWM e $\mu = 0,5$.

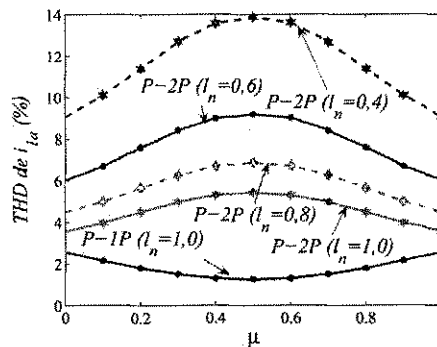


Figura 3.8: THD da corrente i_{la} da topologia MT7B1B, para diferentes valores de l_n , em função de μ .

3.2.6 Análise da THD em Função da Frequência de Chaveamento

Como mostrado no capítulo 2, a conexão em paralelo dos conversores monofásicos possibilita a redução da taxa de distorção harmônica da corrente da rede monofásica. Isto permite reduzir os valores das indutâncias de filtro, como discutido anteriormente, ou reduzir a frequência de chaveamento. Com esse objetivo, nesta subseção, será levantada a taxa de distorção harmônica da corrente i_g , para diferentes frequências de chaveamento f_{ch} , com $l_n = 1,0$.

Os resultados das THDs da corrente i_g , usando duas portadoras PWM, em função do fator de distribuição de roda livre μ , para diferentes valores da frequência de chaveamento, são mostrados na Figura 3.9. Desses resultados, nota-se que, usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0$ ou $\mu = 1$, é possível obter a THD da corrente i_g menor que a da topologia convencional (com $f_{ch} = 10kHz$), quando $f_{ch} \geq 4kHz$.

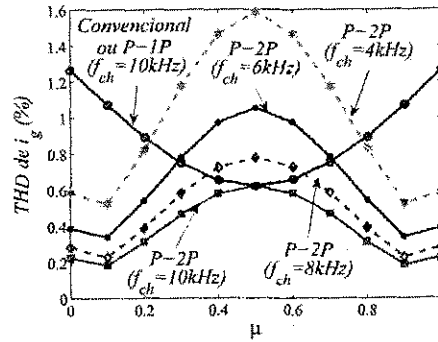


Figura 3.9: THD da corrente i_g para diferentes frequências de chaveamento, em função de μ , para a topologia MT7B1B.

3.2.7 Barramento CC

Para a análise do nível de tensão desejado no barramento CC, serão negligenciadas as oscilações da tensão no barramento e o sistema será considerado equilibrado. Assim, a partir das equações (3.19)-(3.25), a tensão do barramento CC mínima desejada para a topologia MT7B1B é

$$v_c^* \geq \max |v_{1a0}^* - v_{1b0}^*| \quad (3.26)$$

$$v_c^* \geq \max |v_{3a0}^* - v_{3b0}^*| \quad (3.27)$$

$$v_c^* \geq \max |v_{2m0}^* - v_{2n0}^*| \quad (3.28)$$

com $m, n = a, b, c$ e $m \neq n$. A partir da Figura 3.3, a tensão v_c^* mínima, desejada no banco de capacitores da topologia MT7B1B é definida por:

$$v_c^* \geq \max |v_{2m0} - v_{2n0}| \quad (3.29)$$

Dessas equações, percebe-se que a tensão v_c^* mínima, desejada no barramento CC, da topologia MT7B1B, é igual à tensão mínima desejada para a topologia convencional. Dessa maneira, é mostrada na Figura 3.10, a tensão v_c mínima, obtida por simulação, em função do ângulo de defasagem da tensão da carga em relação à tensão da rede, ε , variando de $[-180^\circ, 180^\circ]$. Para retirar esses resultados, foram utilizados os parâmetros mostrados na Tabela A.9. A partir da Figura 3.10, percebe-se que, tanto para a topologia convencional como para a topologia proposta, a tensão do barramento CC não depende do ângulo ε .

Além da tensão v_c mínima, desejada no barramento CC, outro importante fator para a análise do barramento CC é o valor da corrente RMS dos capacitores. Desta forma, na Figura 3.11, são ilustrados os espectros das harmônicas da corrente do capacitor da topologia convencional e da topologia proposta. As curvas mostradas nessa figura são: topologia convencional, com $\mu_x = 0$, $\mu_x = 0,5$ e $\mu_x = 1$, e topologia proposta, usando uma ou duas portadoras PWM, com $\mu_x = 0$, $\mu_x = 0,5$ ou $\mu_x = 1$. Esses resultados foram obtidos em simulação utilizando parâmetros apresentados na Tabela A.10, com μ_y igual a 0,5.

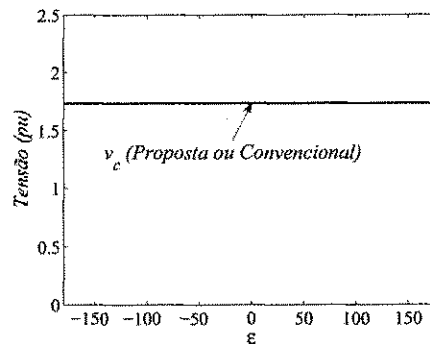


Figura 3.10: Tensão mínima necessária no barramento CC da topologia MT7B1B.

Desses resultados, para a topologia convencional, a maior redução nas harmônicas de alta frequência é obtida com $\mu_x = 0,5$ [Figura 3.11(a)]. Para a topologia proposta, com uma portadora PWM, os espectros das harmônicas da corrente do capacitor são iguais aos da topologia convencional [como mostrado na Figura 3.11(b)]. Usando duas portadoras PWM, com $\mu_x = 0,5$, os espectros das harmônicas são iguais aos da topologia convencional com $\mu_x = 0,5$. Por outro lado, usando duas portadoras PWM, com $\mu_x = 0$ ou $\mu_x = 1$, tem-se uma redução nas harmônicas de alta frequência da corrente do capacitor, conforme mostrado na Figura 3.11(c).

A Tabela 3.1 ilustra os valores das componentes de alta frequência da corrente RMS do capacitor $I_{c,rms}^{hf}$ da topologia proposta, normalizados pelo valor da corrente $I_{c,rms}^{hf}$ da topologia convencional, com $\mu = 0,5$, ou seja, $I_{c,rms}^{hf}(P)/I_{c,rms}^{hf}(C)$. Os valores das correntes RMS foram calculados pela equação (2.93), a partir dos espectros das harmônicas da corrente do capacitor, mostrados na Figura 3.11. A maior redução da corrente $I_{c,rms}^{hf}$ é obtida, para a topologia proposta, usando duas portadoras PWM, com $\mu_x = 0$ ou $\mu_x = 1$. Nesse caso, a redução na corrente RMS de alta frequência é próxima de 26% em comparação com a topologia convencional, com $\mu = 0,5$.

Tabela 3.1: Corrente $I_{c,rms}^{hf}$ da topologia MT7B1B normalizada pela corrente $I_{c,rms}^{hf}$ da topologia convencional.

Estratégias PWM	Corrente $I_{c,rms}^{hf}(P)/I_{c,rms}^{hf}(C)$		
	$\mu_x = 0$	$\mu_x = 0,5$	$\mu_x = 1$
P-1P	1,26	1,0	1,26
P-2P	0,73	1,0	0,73

As perdas de potência de alta frequência ($P_{c,loss}^{hf}$) são definidas pela equação (2.94), com a resistência em série equivalente da topologia proposta igual a da topologia convencional, ou seja, $ESR_{100Hz}(P) = ESR_{100Hz}(C)$. Como a corrente RMS de alta frequência do capacitor usando duas portadoras PWM, com $\mu_x = 0$, equivale a 73% da corrente RMS da topologia convencional, a redução das perdas de alta frequência nos capacitores do barramento CC é de aproximadamente 48,0%.

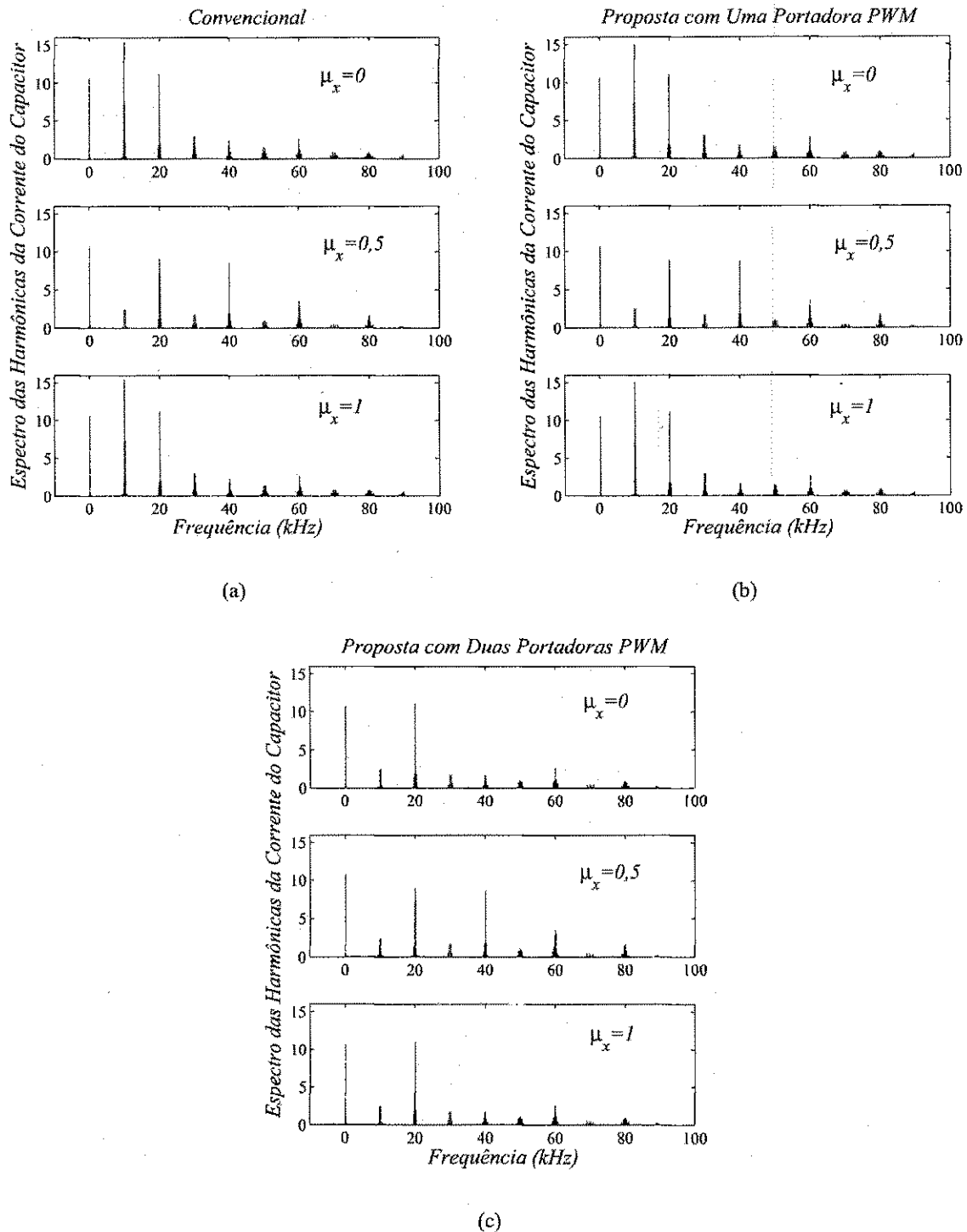


Figura 3.11: Espectro das harmônicas da corrente do capacitor da topologia MT7B1B. (a) i_c da topologia convencional. (b) i_c da topologia proposta usando uma portadora PWM. (c) i_c da topologia proposta usando duas portadoras PWM.

3.2.8 Perdas nos Semicondutores

As perdas de condução e chaveamento nos semicondutores (IGBTs e Diodos) são calculadas a partir das equações (2.95) e (2.96). Exibem-se, na Figura 3.12, as perdas estimadas da topologia MT7B1B (apresentada na Figura 3.3), usando uma portadora PWM, com $\mu_x = 0,5$, e duas portadoras PWM, com $\mu_x = 0$, e da topologia convencional, com $\mu = 0,5$. Esses resultados foram obtidos para três cargas com potências de $5kVA$, $7,5kVA$ e $10kVA$, usando os parâmetros apresentados na Tabela A.10 (em todos os casos avaliados $\mu_y = 0,5$). As perdas mostradas nessa figura são: perdas de condução (P_{cd}), perdas de chaveamento (P_{ch}) e perdas totais ($P_t = P_{cd} + P_{ch}$).

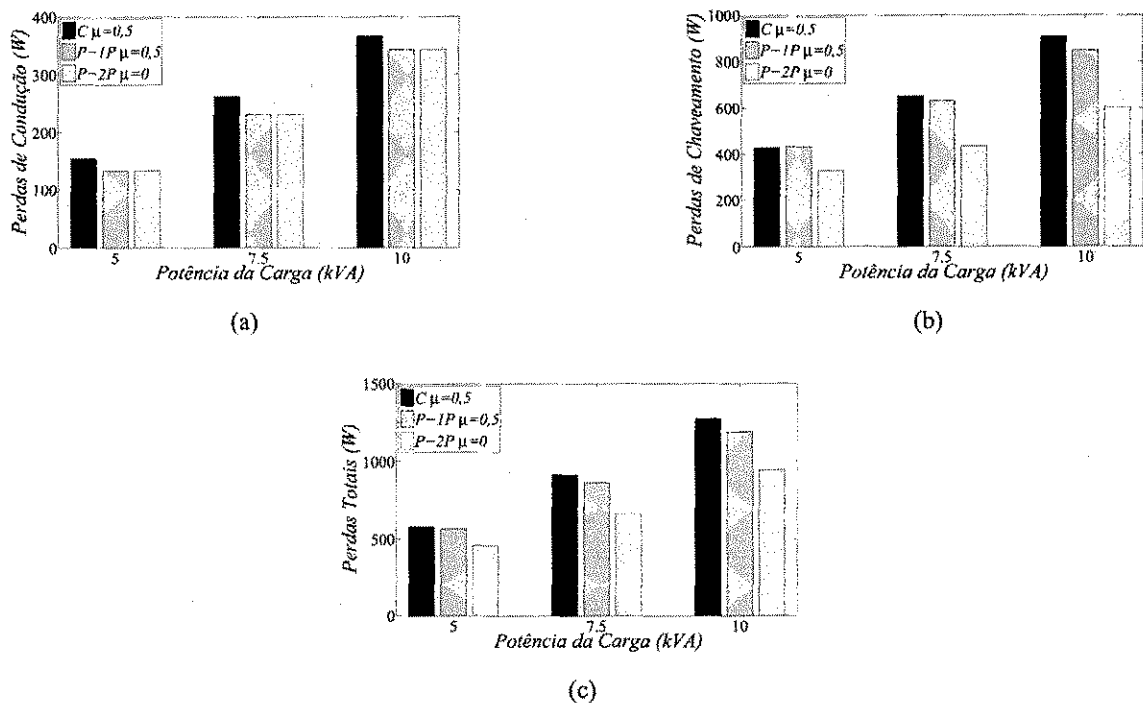


Figura 3.12: Perdas estimadas nos conversores da topologia MT7B1B. (a) Perdas de Condução P_{cd} . (b) Perdas de chaveamento P_{ch} . (c) Perdas totais $P_t = P_{cd} + P_{ch}$.

Dos resultados apresentados, percebe-se que as perdas de condução são sempre menores que a da topologia convencional [Figura 3.12(a)]. Enquanto que, as perdas de chaveamento, usando uma portadora PWM, com $\mu_x = 0,5$, tornam-se menores que a da topologia convencional com o aumento da potência da carga. Por outro lado, usando duas portadoras PWM, com $\mu_x = 0$, tem-se uma maior redução nas perdas de chaveamento [conforme mostrado na Figura 3.12(b)]. Dessa maneira, a maior redução nas perdas totais nos semicondutores é obtida usando duas portadoras PWM, com $\mu_x = 0$, como ilustrado na Figura 3.12(c).

As perdas obtidas usando duas portadoras PWM, com $\mu_x = 0,5$, são iguais às perdas obtidas usando uma portadora PWM, com $\mu_x = 0,5$, e as perdas obtidas usando duas portadoras PWM, com $\mu_x = 1$, são iguais as obtidas usando duas portadoras PWM, com $\mu_x = 0$, e não serão apresentadas. A Tabela 3.2 mostra as perdas totais da topologia MT7B1B [$P_t(P)$], normalizadas

em função das perdas da topologia convencional, com $\mu = 0,5 [P_t(C)]$, isto é, $P_t(P)/P_t(C)$. Observa-se que, a maior redução nas perdas ocorre usando duas portadoras PWM, com $\mu_x = 0$. Nesse caso, a redução nas perdas totais nos conversores é de aproximadamente 25,0%.

Tabela 3.2: Perdas totais da topologia MT7B1B normalizadas em relação às da topologia convencional.

Perdas totais $[P_t(P)/P_t(C)]$				
Estratégias PWM		Potências da carga		
		5kVA	7,5kVA	10kVA
$P-1P$	$\mu_x = 0,5$	0,97	0,94	0,93
$P-2P$	$\mu_x = 0$	0,79	0,72	0,74

3.2.9 Resultados de Simulação

O comportamento dinâmico do conversor CA-CC-CA monofásico-trifásico em paralelo com sete braços e um barramento CC (MT7B1B), apresentado na Figura 3.3, é estudado através de um programa de simulação. Esses resultados foram obtidos considerando o sistema equilibrado com os parâmetros definidos na Tabela A.10.

Os resultados de simulação são apresentados nas Figuras 3.13-3.18. As curvas mostradas nessas figuras são: tensão (e_g) e corrente (i_g) da rede monofásica, correntes internas do conversor 1 (i_{1a} e i_{1b}), corrente interna do conversor 3 (i_{3a}), corrente de circulação (i_{o1}), tensão do barramento CC (v_c), correntes da carga trifásica (i_{l1} , i_{l2} e i_{l3}) e tensões da carga trifásica (e_{l1} , e_{l2} e e_{l3}).

Nas Figuras 3.13 e 3.14, são mostrados os resultados utilizando uma portadora PWM, com $\mu_x = 0,5$. Desses resultados, nota-se que a corrente da rede está senoidal e em fase com a tensão da rede, conforme mostrado na Figura 3.13(a). A corrente de circulação entre os conversores monofásicos é nula. Em virtude da conexão em paralelo, tem-se a redução do fluxo de corrente nos conversores monofásicos (conversores 1 e 3), metade da corrente da topologia convencional [conforme mostrado nas Figuras 3.13(b), 3.13(d) e 3.13(c)]. A tensão no capacitor está regulada no valor de referência, e devido à conexão com a rede monofásica, tem-se uma oscilação de segunda harmônica, veja a Figura 3.14(b). Além disso, as tensões fornecidas à carga trifásica são senoidais, equilibradas e estão controladas, como mostrado na Figura 3.14(d).

Nas Figuras 3.15 e 3.16, são vistos os resultados utilizando duas portadoras PWM, com $\mu_x = 0,5$. Desses resultados, percebe-se que a corrente da rede apresenta as mesmas componentes de alta frequência da corrente i_g com uma portadora PWM, veja a Figura 3.15(a). Além disso, para as correntes internas e para a corrente de circulação, têm-se o aumento nas componentes de alta frequência devido a utilização de duas portadoras PWM [conforme mostrado nas Figuras 3.15(b), 3.15(d), 3.15(c) e 3.16(a)].

Outros resultados, com duas portadoras PWM, são ilustrados nas Figuras 3.17 e 3.18, considerando $\mu_x = 0$. Observa-se que a corrente da rede apresenta uma redução nas componentes de alta frequência, em comparação com a corrente i_g obtida com uma portadora PWM, como mostrado

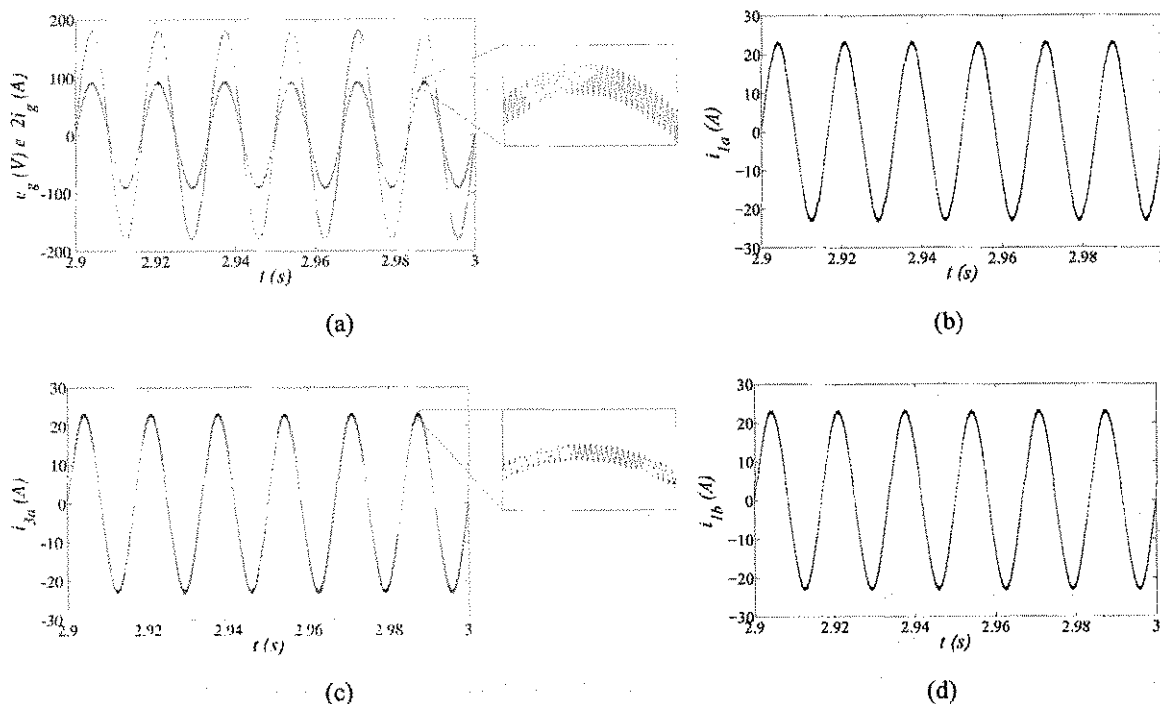


Figura 3.13: Resultados de simulação da topologia MT7B1B, usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão e corrente da rede (e_g e i_g). (b) Corrente i_{1a} . (c) Corrente i_{3a} . (d) Corrente i_{1b} .

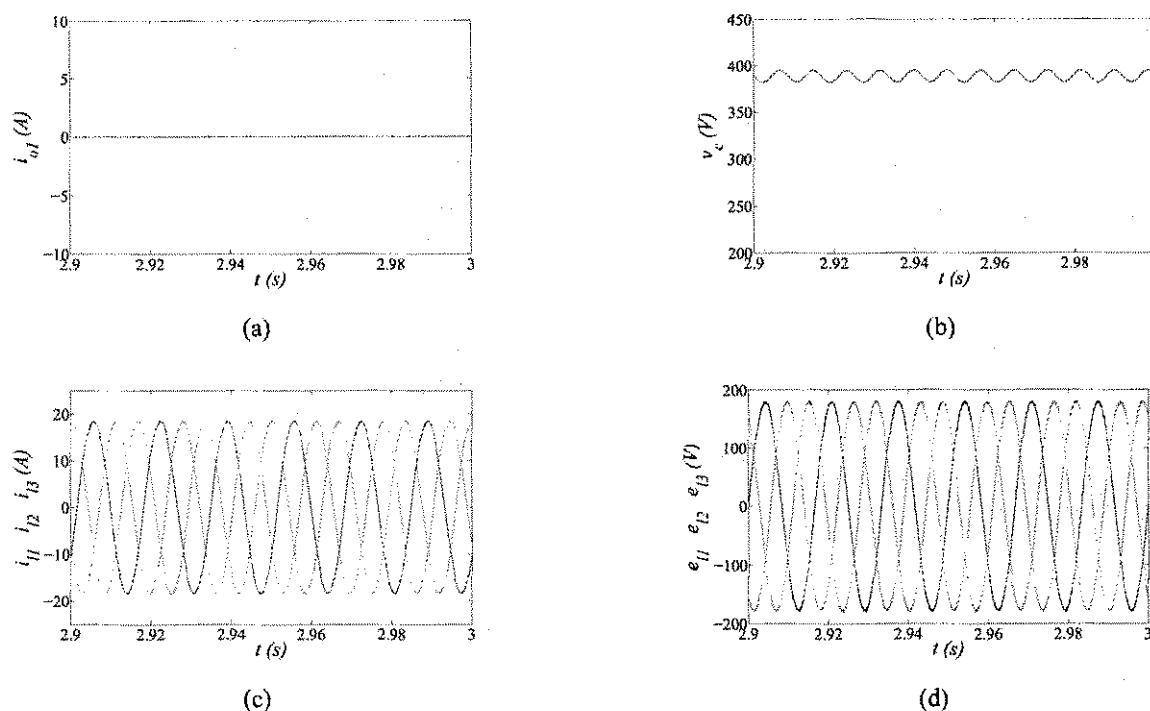


Figura 3.14: Resultados de simulação da topologia MT7B1B, usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Corrente de circulação (i_{o1}). (b) Tensão do barramento CC (v_c). (c) Correntes da carga (i_{l1} , i_{l2} e i_{l3}). (d) Tensões da carga (e_{l1} , e_{l2} e e_{l3}).

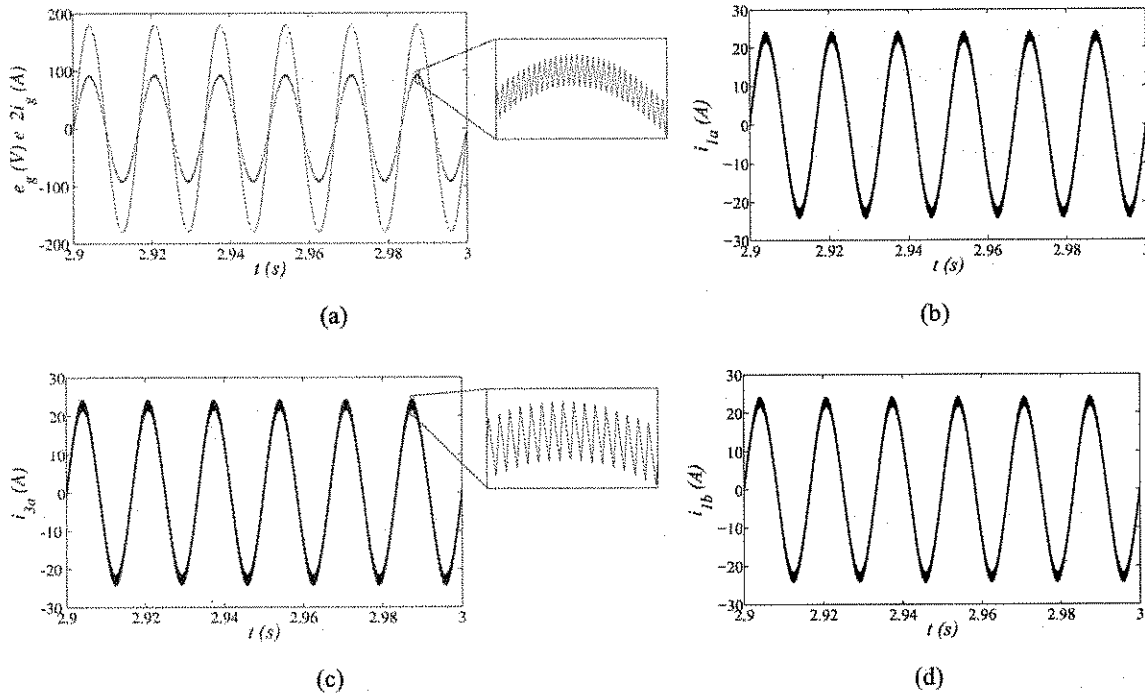


Figura 3.15: Resultados de simulação da topologia MT7B1B, usando duas portadoras PWM com $\mu = 0,5$. (a) Tensão e corrente da rede (e_g e i_g). (b) Corrente i_{1a} . (c) Corrente i_{3a} . (d) Corrente i_{1b} .

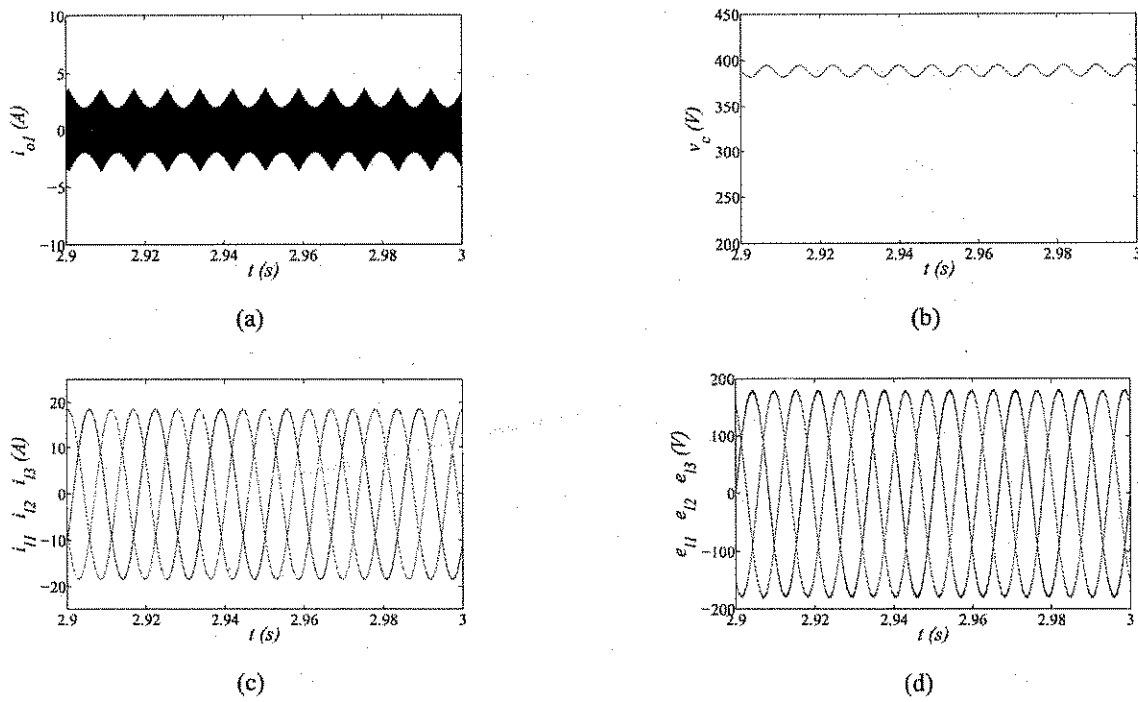


Figura 3.16: Resultados de simulação da topologia MT7B1B, usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Corrente de circulação (i_{o1}). (b) Tensão do barramento (v_c). (c) Correntes da carga (i_{l1} , i_{l2} e i_{l3}). (d) Tensões da carga (e_{l1} , e_{l2} e e_{l3}).

nas Figuras 3.17(a). Além disso, para as correntes internas e para a corrente de circulação, têm-se uma redução nas oscilações de alta frequência quando comparadas com o caso anterior usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$, como pode ser visto nas Figuras 3.17(b), 3.17(d), 3.17(c) e 3.18(a).

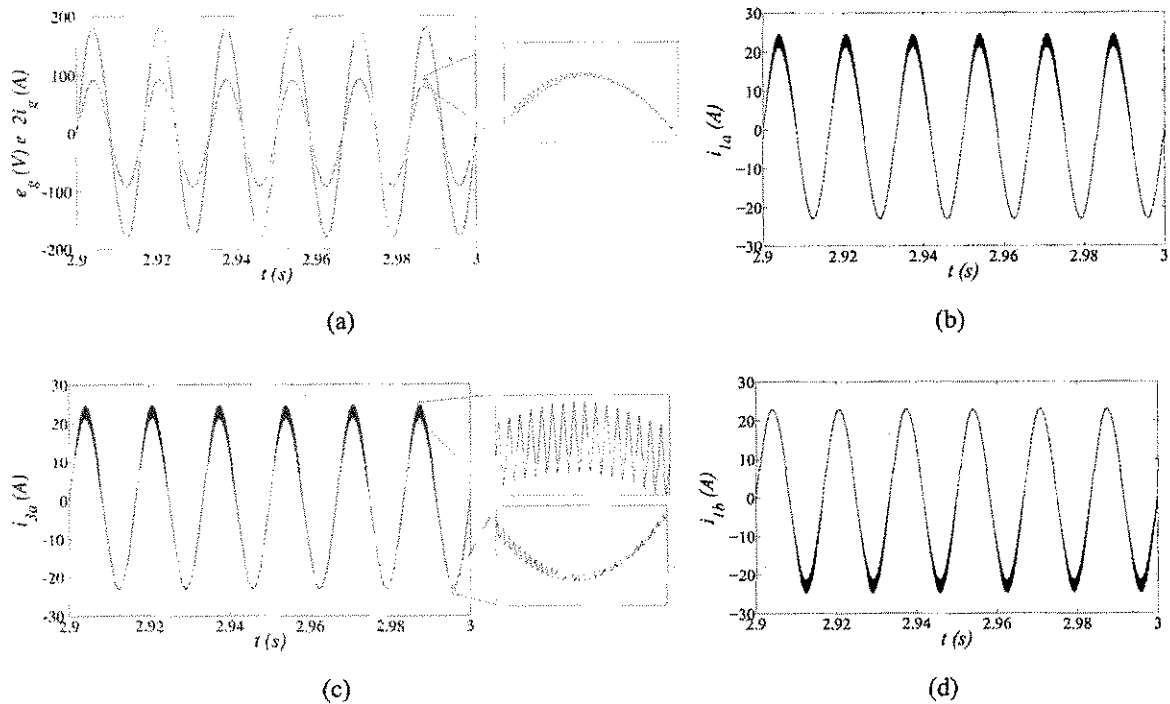


Figura 3.17: Resultados de simulação da topologia MT7B1B, usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0$. (a) Tensão e corrente da rede (e_g e i_g). (b) Corrente i_{1a} . (c) Corrente i_{3a} . (d) Corrente i_{1b} .

Uma característica relevante desses resultados, apresentados nas Figuras 3.17 e 3.18, é que para as correntes internas, quando se escolhe $\mu_x = 0$ ou $\mu_x = 1$, ocorre uma redução das oscilações de alta frequência durante um semiciclo. Para as correntes i_{1a} e i_{3a} , com $\mu = 0_x$, ocorre a redução das oscilações de alta frequência durante o semiciclo positivo como observado nas Figuras 3.17(b) e 3.17(c), enquanto que, para as correntes i_{1b} e i_{3b} essa redução ocorre no semiciclo negativo (como pode ser visto na Figura 3.17(d) para a corrente i_{1b}). Por outro lado, quando é selecionado o valor de $\mu_x = 1$, tem-se a redução das oscilações no semiciclo negativo para as correntes i_{1a} e i_{3a} , e no semiciclo positivo para as correntes i_{1b} e i_{3b} .

3.2.10 Resultados Experimentais

Nesta subseção, serão apresentados os resultados experimentais obtidos de acordo com os parâmetros mostrados na Tabela 3.3. O objetivo desses resultados é mostrar o adequado funcionamento da topologia MT7B1B.

Nas Figuras 3.19 e 3.20, são mostrados os resultados experimentais da topologia proposta, obtidos usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. As curvas mostradas nessas figuras são:

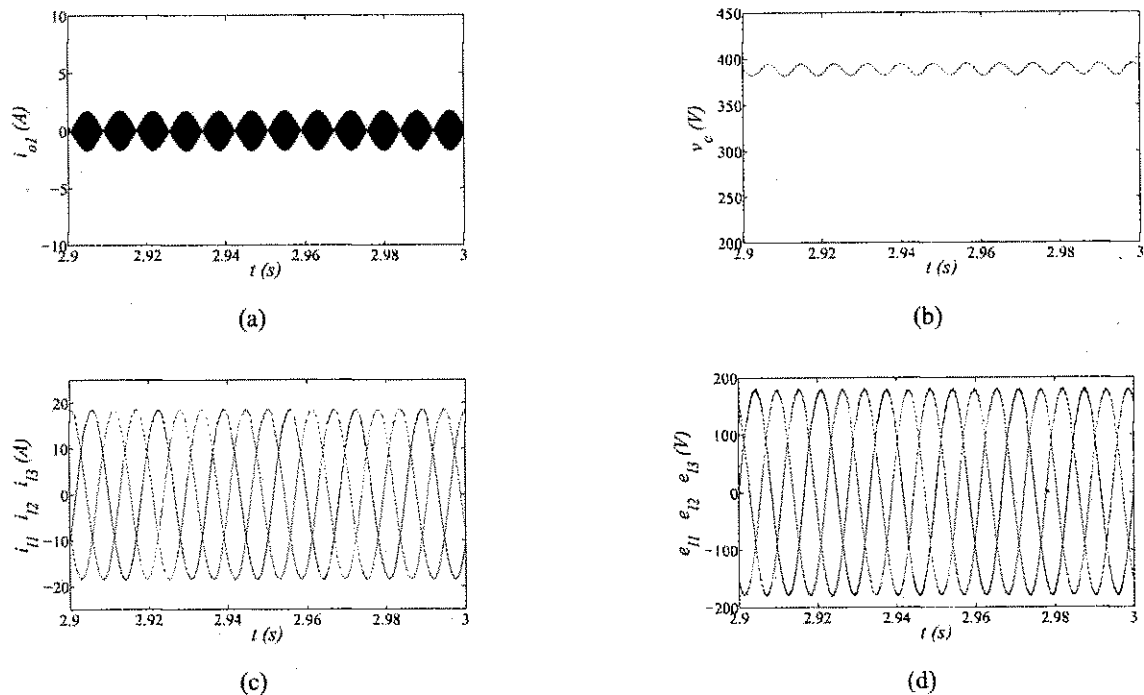


Figura 3.18: Resultados de simulação da topologia MT7B1B, usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0$. (a) Corrente de circulação (i_{o1}). (b) Tensão do barramento (v_c). (c) Correntes da carga (i_{i1} , i_{i2} e i_{i3}). (d) Tensões da carga (e_{i1} , e_{i2} e e_{i3}).

Tabela 3.3: Parâmetros utilizados nos resultados experimentais da topologia MT7B1B.

Parâmetros	Valor
Tensão da rede (E_g)	78V (RMS)
Tensão da carga (E_l)	78V (RMS)
Carga: motor de indução	0,75kW
Tensão do barramento CC (v_c)	220V
Capacitância (C)	4400 μ F
Período de amostragem	100 μ s
Frequência de chaveamento (f_{ch})	10kHz

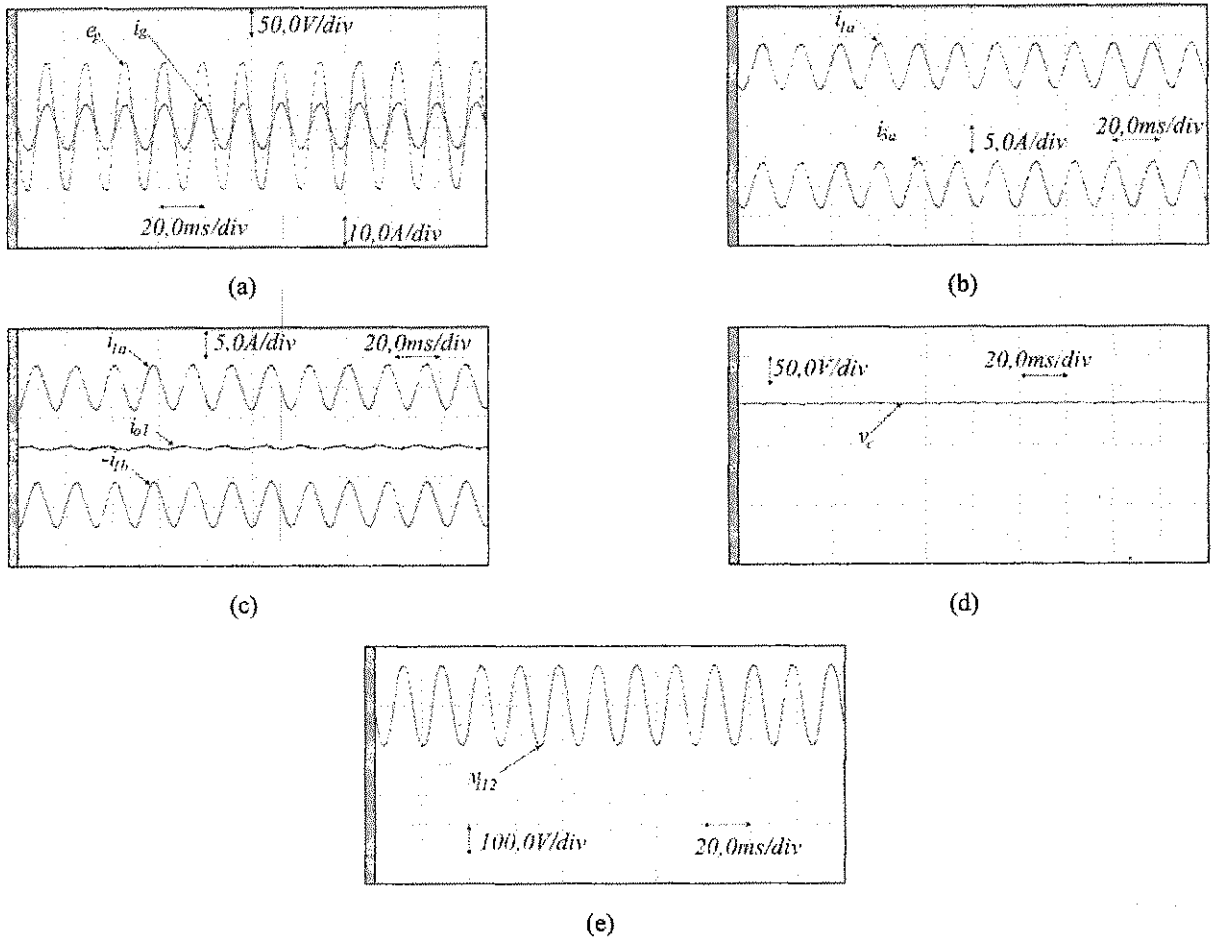


Figura 3.19: Resultados experimentais em regime permanente da topologia MT7B1B, usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão e corrente da rede monofásica (e_g e i_g). (b) Correntes i_{1a} e i_{3a} . (c) Correntes i_{1a} , i_{1b} e i_{o1} . (d) Tensão do barramento CC (v_c). (e) Tensão e_{l12} da carga.

tensão da rede (e_g), corrente da rede (i_g), correntes internas (i_{1a} , i_{1b} e i_{3a}), corrente de circulação (i_{o1}), tensão do barramento CC (v_c) e tensão de linha na carga (e_{l12}).

Na Figura 3.19, são mostrados os resultados experimentais em regime permanente obtidos na plataforma experimental, utilizando como carga um motor de indução operando com uma frequência de 60Hz. Desses resultados, percebe-se que, a corrente fornecida à rede monofásica (i_g) é senoidal e está em fase com a tensão da rede [conforme mostrado na Figura 3.19(a)], e que as correntes internas dos conversores 1 e 3 (i_{1a} e i_{3a}) equivalem à metade da corrente da rede [veja as Figuras 3.19(b) e 3.19(c)]. A tensão do barramento CC [Figura 3.19(d)] e a tensão da carga [Figura 3.19(e)] estão controladas, além disso, a corrente de circulação é nula, conforme mostrada na Figura 3.19(c).

Na Figura 3.20, são mostrados os resultados experimentais da topologia MT7B1B durante um transitório de carga. Um transitório volts/hertz é aplicado na máquina de indução (carga), inicialmente com $V/Hz = 60V/40Hz$, e em seguida é mudado para $V/Hz = 78V/60Hz$.

A partir desses resultados, nota-se que quando ocorre o aumento da tensão e da frequência da

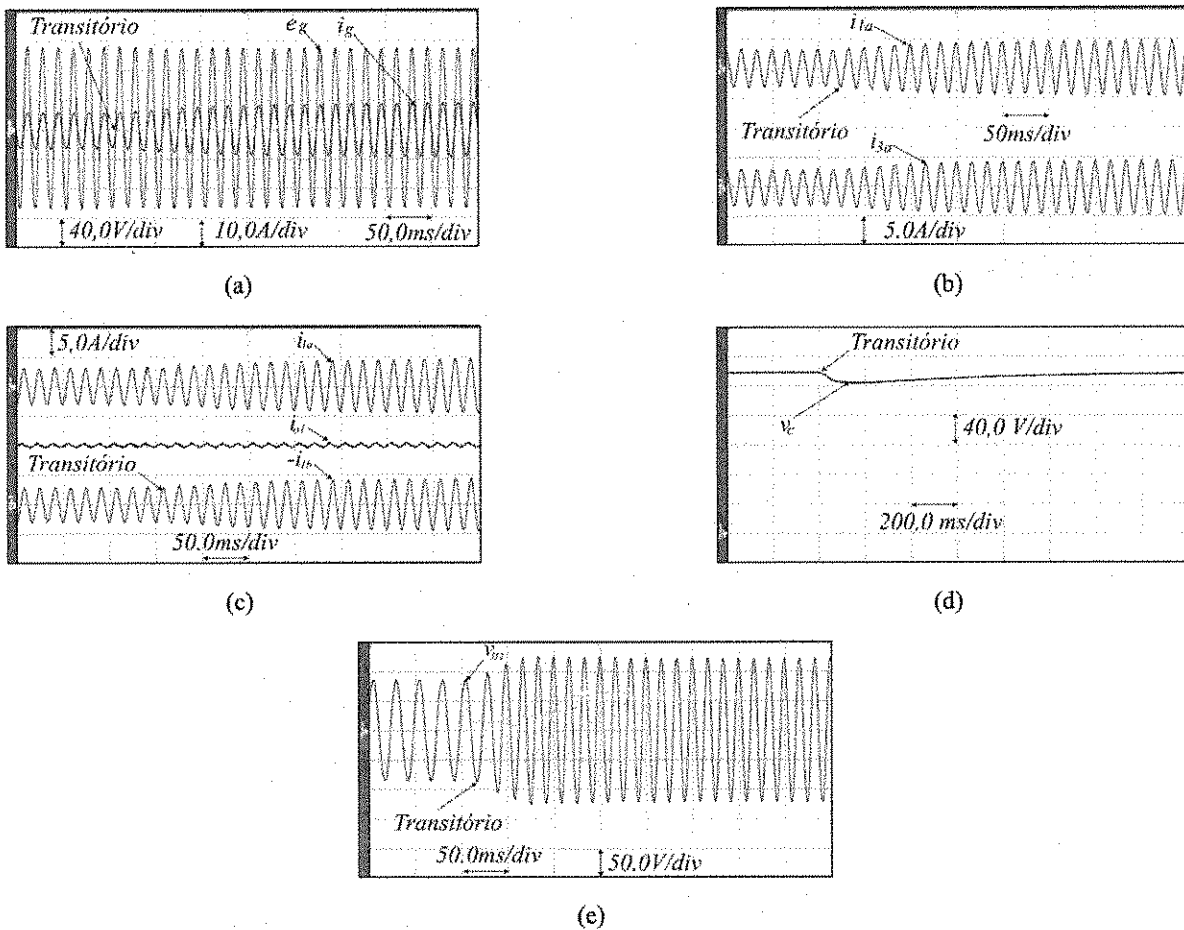


Figura 3.20: Resultados experimentais transitório volts/hertz da topologia MT7B1B, usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão e corrente da rede monofásica (e_g e i_g). (b) Correntes i_{1a} , i_{1b} e i_{o1} . (c) Correntes i_{1a} e i_{3a} . (d) Tensão do barramento CC (v_c). (e) Tensão e_{l12} da carga.

máquina, tem-se o aumento da potência solicitada pela carga. Desse modo, tem-se o aumento da potência fornecida pela rede, como pode ser observado com o aumento do fluxo de corrente (i_g) [veja a Figura 3.20(a)]. O aumento do fluxo de potência fornecida pela rede, implica no aumento dos fluxos das correntes internas i_{1a} , i_{1b} e i_{3a} [como mostrado nas Figuras 3.20(b) e 3.20(c)]. A tensão do barramento CC está regulada, apresentando apenas uma pequena oscilação no momento do transitório (conforme visto na Figura 3.20(d)). Já na Figura 3.20(e), é mostrado o perfil da tensão da máquina quando ocorre o transitório volts/hertz. Observa-se que a tensão permanece controlada e senoidal.

3.2.11 Desempenho da Topologia MT7B1B

A Tabela 3.4 resume o desempenho da topologia MT7B1B (com $\mu_g = 0,5$), levando em consideração os três critérios de comparação abordados neste trabalho, em relação ao desempenho da topologia convencional, com $\mu = 0,5$.

Tabela 3.4: Resumo do desempenho da topologia MT7B1B.

Topologia MT7B1B				
PWM		$P-1P$		$P-2P$
Critérios		$\mu_x = 0,5$	$\mu_x = 0,5$	$\mu_x = 0$ ou 1
WTHD	i_g	1,0	1,0	0,52
	e_l	1,0	1,0	1,0
	i_{1a}	1,0	3,80	2,74
THD(i_g)	l_n	$\geq 1,0$	$\geq 1,0$	$\geq 0,4$
	f_{ch}	$\geq 10kHz$	$\geq 10kHz$	$\geq 4kHz$
$P_{c,loss}^{hf}$		1,0	1,0	0,53
P_t		0,97	0,97	0,79

Em resumo, o desempenho da topologia MT7B1B, com uma portadora PWM, é similar ao desempenho da topologia convencional. Uma boa solução para a topologia MT7B1B, é a utilização de duas portadoras PWM, com $\mu_x = 0$ ou $\mu_x = 1$ e $\mu_y = 0,5$, pois, nesse caso, tem-se uma redução de 62% na THD da corrente i_g e uma redução de 31% das perdas totais nos semicondutores. Além disso, é possível reduzir as perdas de alta frequência nos capacitores do barramento CC (47%) com a redução da corrente RMS, aumentando o tempo de vida dos capacitores quando comparado com a topologia convencional.

3.3 Conversor Monofásico-Trifásico com Dez Braços e dois Barramentos CC

A Figura 3.21 ilustra o conversor CA-CC-CA monofásico-trifásico com dez braços e dois barramentos CC (MT10B2B), que é composto por dois conversores monofásicos (conversores 1 e 3), dois conversores trifásicos (conversores 2 e 4), uma carga trifásica (máquina de indução), dois barramentos CC e quatorze indutores de filtro $L'_g, L_{1a}, L_{1b}, L_{2a}, L_{2b}, L_{2c}, L_{3a}, L_{3b}, L_{4a}, L_{4b}, L_{4c}, L'_{l\beta}$, com $\beta = 1, 2, 3$. O conversor 1 é formado pelas chaves $q_{1a}, \bar{q}_{1a}, q_{1b}$ e \bar{q}_{1b} , o conversor 2 é formado pelas chaves $q_{2a}, \bar{q}_{2a}, q_{2b}, \bar{q}_{2b}, q_{2c}$ e \bar{q}_{2c} , o conversor 3 é formado pelas chaves $q_{3a}, \bar{q}_{3a}, q_{3b}$ e \bar{q}_{3b} , e o conversor 4 é formado pelas chaves $q_{4a}, \bar{q}_{4a}, q_{4b}, \bar{q}_{4b}, q_{4c}$ e \bar{q}_{4c} .

3.3.1 Modelo Dinâmico

O modelo do conversor monofásico-trifásico MT10B2B mostrado na Figura 3.21, considerando $L'_g = L'_{l\beta} = 0$, é apresentado a seguir. Os conversores 1 e 3, no lado monofásico, são representados pelas equações (2.1)-(2.3). Para os conversores trifásicos, conversores 2 e 4, encontram-se:

$$e_{l1} = -z_{2a}i_{2a} + v_{2a01} - v_{l01} \quad (3.30)$$

$$e_{l2} = -z_{2b}i_{2b} + v_{2b01} - v_{l01} \quad (3.31)$$

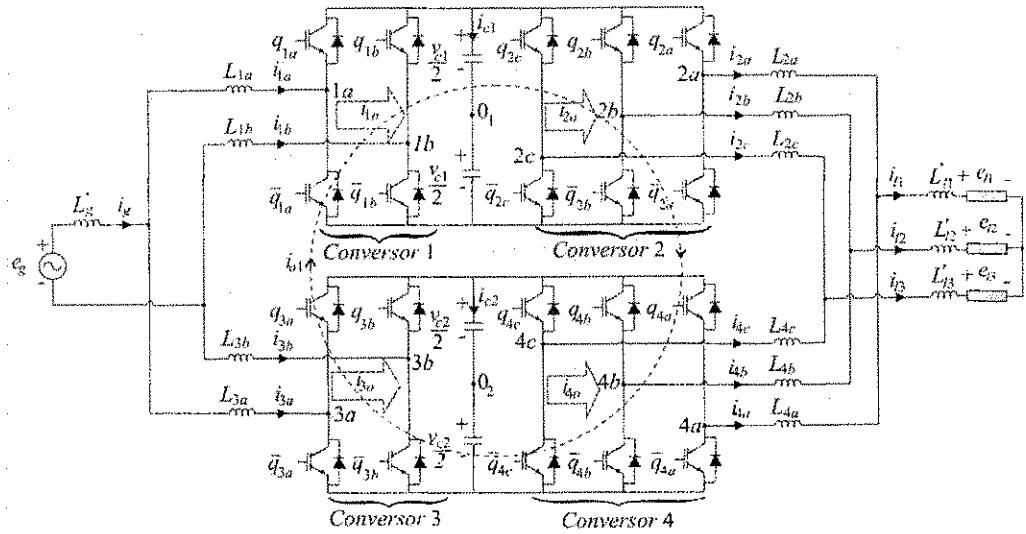


Figura 3.21: Conversor CA-CC-CA monofásico-trifásico com dez braços e dois barramentos CC (MT10B2B).

$$e_{13} = -z_{2c}i_{2c} + v_{2c0_1} - v_{10_1} \quad (3.32)$$

$$e_{11} = -z_{4a}i_{4a} + v_{4a0_2} - v_{10_2} \quad (3.33)$$

$$e_{12} = -z_{4b}i_{4b} + v_{4b0_2} - v_{10_2} \quad (3.34)$$

$$e_{13} = -z_{4c}i_{4c} + v_{4c0_2} - v_{10_2} \quad (3.35)$$

com

$$v_{10_1} = \frac{1}{3}(v_{2a0_1} + v_{2b0_1} + v_{2c0_1}) \quad (3.36)$$

$$v_{10_2} = \frac{1}{3}(v_{4a0_2} + v_{4b0_2} + v_{4c0_2}) \quad (3.37)$$

onde $z_{2a} = r_{2a} + l_{2a}p$, $z_{2b} = r_{2b} + l_{2b}p$, $z_{2c} = r_{2c} + l_{2c}p$, $z_{4a} = r_{4a} + l_{4a}p$, $z_{4b} = r_{4b} + l_{4b}p$ e $z_{4c} = r_{4c} + l_{4c}p$ são, respectivamente, as impedâncias dos indutores L_{2a} , L_{2b} , L_{2c} , L_{4a} , L_{4b} e L_{4c} , v_{10_1} é a tensão do neutro da carga (l) até o ponto médio do barramento CC 1 (0_1), v_{10_2} é a tensão do neutro da carga até o ponto médio do barramento CC 2 (0_2), v_{2a0_1} , v_{2b0_1} , v_{2c0_1} são as tensões de polo do conversor 2, v_{4a0_2} , v_{4b0_2} , v_{4c0_2} são as tensões de polo do conversor 4, i_{2a} , i_{2b} e i_{2c} são as correntes internas do conversor 2, e i_{4a} , i_{4b} e i_{4c} são as correntes internas do conversor 4.

Com a conexão de dois conversores em paralelo, para a topologia MT10B2B, tem-se a formação de uma malha de circulação entre os conversores CA-CC-CA, da qual as seguintes equações podem ser escritas:

$$z_{1a}i_{1a} + z_{2a}i_{2a} - z_{4a}i_{4a} - z_{3a}i_{3a} + v_{1a0_1} - v_{2a0_1} + v_{4a0_2} - v_{3a0_2} = 0 \quad (3.38)$$

$$z_{1a}i_{1a} + z_{2b}i_{2b} - z_{4b}i_{4b} - z_{3a}i_{3a} + v_{1a0_1} - v_{2b0_1} + v_{4b0_2} - v_{3a0_2} = 0 \quad (3.39)$$

$$z_{1a}i_{1a} + z_{2c}i_{2c} - z_{4c}i_{4c} - z_{3a}i_{3a} + v_{1a0_1} - v_{2c0_1} + v_{4c0_2} - v_{3a0_2} = 0 \quad (3.40)$$

$$z_{1b}i_{1b} + z_{2a}i_{2a} - z_{4a}i_{4a} - z_{3b}i_{3b} + v_{1b0_1} - v_{2a0_1} + v_{4a0_2} - v_{3b0_2} = 0 \quad (3.41)$$

$$z_{1b}i_{1b} + z_{2b}i_{2b} - z_{4b}i_{4b} - z_{3b}i_{3b} + v_{1b0_1} - v_{2b0_1} + v_{4b0_2} - v_{3b0_2} = 0 \quad (3.42)$$

$$z_{1b}i_{1b} + z_{2c}i_{2c} - z_{4c}i_{4c} - z_{3b}i_{3b} + v_{1b0_1} - v_{2c0_1} + v_{4c0_2} - v_{3b0_2} = 0. \quad (3.43)$$

Somando as equações (3.38)-(3.43), encontra-se a seguinte relação para a tensão de circulação:

$$v_{o1} = z_{1a}i_{1a} + z_{1b}i_{1b} + \frac{2}{3} \sum_{j=a}^c z_{2j}i_{2j} - \frac{2}{3} \sum_{j=a}^c z_{4j}i_{4j} - z_{3a}i_{3a} - z_{3bi_{3b}} \quad (3.44)$$

com

$$v_{o1} = -v_{1a0_1} - v_{1b0_1} + \frac{2}{3} \sum_{j=a}^c v_{2j0_1} + v_{3a0_2} + v_{3b0_2} - \frac{2}{3} \sum_{j=a}^c v_{4j0_2}. \quad (3.45)$$

A partir das correntes internas de entrada e saída dos conversores (i_{1a} a i_{4c}), as correntes de circulação são definidas por:

$$i_{1o} = i_{1a} + i_{1b} \quad (3.46)$$

$$i_{2o} = \frac{1}{\sqrt{3}} (i_{2a} + i_{2b} + i_{2c}) \quad (3.47)$$

$$i_{3o} = i_{3a} + i_{3b} \quad (3.48)$$

$$i_{4o} = \frac{1}{\sqrt{3}} (i_{4a} + i_{4b} + i_{4c}). \quad (3.49)$$

Como a topologia proposta possui 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_{o1}) entre os conversores, ou seja,

$$i_{o1} = i_{1o} = \sqrt{3}i_{2o} = -i_{3o} = -\sqrt{3}i_{4o} \quad (3.50)$$

Considerando a transformada odq definida em [96]:

$$\bar{w}_{1123} = \bar{P}\bar{w}_{1odq} \quad (3.51)$$

$$\bar{w}_{2abc} = \bar{P}\bar{w}_{2odq} \quad (3.52)$$

$$\bar{w}_{4abc} = \bar{P}\bar{w}_{4odq} \quad (3.53)$$

onde $\bar{w}_{1123} = [w_{11} \ w_{12} \ w_{13}]^T$, $\bar{w}_{2abc} = [w_{2a} \ w_{2b} \ w_{2c}]^T$ e $\bar{w}_{4abc} = [w_{4a} \ w_{4b} \ w_{4c}]^T$ representam os vetores de tensões e correntes do sistema, $\bar{w}_{1odq} = [w_{1o} \ w_{1d} \ w_{1q}]^T$, $\bar{w}_{2odq} = [w_{2o} \ w_{2d} \ w_{2q}]^T$, $\bar{w}_{4odq} = [w_{4o} \ w_{4d} \ w_{4q}]^T$, e \bar{P} é a matriz transformação que pode ser escrita da seguinte forma

$$\bar{P} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2} & 1 & 0 \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}. \quad (3.54)$$

Assim, aplicando a transformada odq nas equações (3.33)-(3.35) e fazendo $v_{2a} = v_{2a0_1} - v_{1o1}$, $v_{2b} = v_{2b0_1} - v_{1o1}$, $v_{2c} = v_{2c0_1} - v_{1o1}$, $v_{4a} = v_{4a0_2} - v_{1o2}$, $v_{4b} = v_{4b0_2} - v_{1o2}$ e $v_{4c} = v_{4c0_2} - v_{1o2}$, encontram-se

$$\bar{e}_{ldq} = -\bar{z}_{2odq}\bar{i}_{2odq} + \bar{v}_{2dq} \quad (3.55)$$

$$\bar{e}_{ldq} = -\bar{z}_{4odq}\bar{i}_{4odq} + \bar{v}_{4dq} \quad (3.56)$$

onde $\bar{e}_{ldq} = [e_{ld} \ e_{lq}]^T$, $\bar{i}_{kodq} = [i_{ko} \ i_{kd} \ i_{kq}]^T$, $\bar{v}_{kdq} = [v_{kd} \ v_{kq}]^T$ e $\bar{z}_{kodq} = \begin{bmatrix} z_{kod} & z_{kd} & z_{kdq} \\ z_{koq} & z_{kdq} & z_{kq} \end{bmatrix} =$

$$\frac{1}{6} \begin{bmatrix} \sqrt{2}(2z_{ka} - z_{kb} - z_{kc}) & (4z_{ka} + z_{kb} + z_{kc}) & \sqrt{3}(z_{kc} - z_{kb}) \\ \sqrt{6}(z_{kb} - z_{kc}) & \sqrt{3}(z_{kc} - z_{kb}) & 3(z_{kb} + z_{kc}) \end{bmatrix}, \text{ com } k = 2, 4.$$

Portanto, substituindo as equações (3.46)-(3.50), (3.52) e (3.53) nas equações (2.1), (2.2), (3.55), (3.56) e (3.44), o modelo da topologia MT10B2B, torna-se:

$$e_g = (z_{1a} + z_{1b})i_{1a} - z_{1b}i_{o1} + v_1 \quad (3.57)$$

$$e_g = (z_{3a} + z_{3b})i_{3a} + z_{3b}i_{o1} + v_3 \quad (3.58)$$

$$\bar{e}_{ldq} = -\bar{z}_{2odq}\bar{i}_{2odq} + \bar{v}_{2dq} \quad (3.59)$$

$$\bar{e}_{ldq} = -\bar{z}_{4odq}\bar{i}_{4odq} + \bar{v}_{4dq} \quad (3.60)$$

$$v_{o1} = i_{o1} \left(z_{1b} + z_{3b} + \frac{2z_{2o}}{3} + \frac{2z_{4o}}{3} \right) + i_{1a}(z_{1a} - z_{1b}) - i_{3a}(z_{3a} - z_{3b}) + \frac{2\sqrt{3}}{3}(z_{2od}i_{2d} + z_{2oq}i_{2q} - z_{4od}i_{4d} - z_{4oq}i_{4q}) \quad (3.61)$$

onde $z_{ko} = \frac{1}{3}(z_{ka} + z_{kb} + z_{kc})$, com $k = 2, 4$.

Dessas equações, as tensões v_1 e v_3 permitem regular as correntes internas i_{1a} e i_{3a} dos conversores 1 e 3, respectivamente. As tensões \bar{v}_{2dq} e \bar{v}_{4dq} são utilizadas para controlar a máquina a ser acionada. Enquanto que a tensão v_{o1} permite regular a corrente de circulação i_{o1} .

Considerando o sistema equilibrado, ou seja, $z_{1a} = z_{1b} = z_{3a} = z_{3b} = z_1$ e $z_{2a} = z_{2b} = z_{2c} = z_{4a} = z_{4b} = z_{4c} = z_2$, o modelo da topologia MT10B2B pode ser escrito da seguinte maneira:

$$e_g = 2z_1i_{1a} - z_1i_{o1} + v_1 \quad (3.62)$$

$$e_g = 2z_1i_{3a} + z_1i_{o1} + v_3 \quad (3.63)$$

$$\bar{e}_{ldq} = -\bar{z}_2\bar{i}_{2dq} + \bar{v}_{2dq} \quad (3.64)$$

$$\bar{e}_{ldq} = -\bar{z}_2\bar{i}_{4dq} + \bar{v}_{4dq} \quad (3.65)$$

$$v_{o1} = i_{o1} \left(2z_1 + \frac{4}{3}z_2 \right) \quad (3.66)$$

onde $\bar{z}_2 = \begin{bmatrix} z_2 & 0 \\ 0 & z_2 \end{bmatrix}$.

Somando as equações (3.62) e (3.63) e adicionando a equação (2.3), o modelo de entrada do sistema é:

$$v_g = \frac{v_1 + v_3}{2} = e_g - z_1i_g. \quad (3.67)$$

No lado trifásico, a partir das equações (3.64) e (3.65), tem-se:

$$e_{ld} = -z_2i_{2d} + v_{2d} \quad (3.68)$$

$$e_{lq} = -z_2 i_{2q} + v_{2q} \quad (3.69)$$

$$e_{ld} = -z_2 i_{4d} + v_{4d} \quad (3.70)$$

$$e_{lq} = -z_2 i_{4q} + v_{4q}. \quad (3.71)$$

Portanto, somando a equação (3.68) com (3.70), e a equação (3.69) com (3.71), as tensões dq na máquina são representadas por:

$$v_{ld} = \frac{v_{2d} + v_{4d}}{2} = e_{ld} + \frac{z_2}{2} i_{ld} \quad (3.72)$$

$$v_{lq} = \frac{v_{2q} + v_{4q}}{2} = e_{lq} + \frac{z_2}{2} i_{lq} \quad (3.73)$$

a partir dessas equações, percebe-se que a distorção harmônica das tensões dq da carga trifásica, depende das componentes das tensões dq fornecidas pelos conversores 2 e 4, isto é, $v_{ld} = (v_{2d} + v_{4d})/2$ e $v_{lq} = (v_{2q} + v_{4q})/2$.

O modelo de entrada da topologia MT10B2B, em função das correntes internas i_{1a} , i_{1b} , i_{3a} e i_{3b} , é obtido considerando $z_1 = z_2$ e substituindo a equação (3.66) nas equações (3.62) e (3.63). Assim, encontram-se as seguintes equações:

$$v_{1a} = v_1 - \frac{3}{10} v_{o1} = e_g - 2z_1 i_{1a} \quad (3.74)$$

$$v_{1b} = v_1 + \frac{3}{10} v_{o1} = e_g - 2z_1 i_{1b} \quad (3.75)$$

$$v_{3a} = v_3 - \frac{3}{10} v_{o1} = e_g - 2z_1 i_{3a} \quad (3.76)$$

$$v_{3b} = v_3 + \frac{3}{10} v_{o1} = e_g - 2z_1 i_{3b}. \quad (3.77)$$

Com base nas equações (3.74)-(3.77), percebe-se que a distorção harmônica das correntes internas (i_{1a} , i_{1b} , i_{3a} e i_{3b}) de entrada do conversor MT10B2B depende das tensões geradas pelos conversores v_1 e v_3 , como também da componente da tensão de circulação v_{o1} .

Adicionando ao modelo de entrada e de saída da topologia MT10B2B a relação da indutância equivalente (z_g e z_l), com $z_g = z_1$ e $z_l = \frac{z_2}{2}$, a partir das equações (3.67), (3.72) e (3.73), encontram-se:

$$v_g = e_g - z_g i_g \quad (3.78)$$

$$v_{ld} = e_{ld} + z_l i_{ld} \quad (3.79)$$

$$v_{lq} = e_{lq} + z_l i_{lq}. \quad (3.80)$$

A generalização da topologia MT10B2B, com N conversores CA-CC-CA em paralelo, $L'_g \neq 0$ e $L'_{l\beta} \neq 0$ é apresentado no apêndice C.1.

3.3.2 Estratégia PWM

As tensões de polo v_{1a0_1} , v_{1b0_1} , v_{3a0_2} e v_{3b0_2} , dos conversores 1 e 3, em função dos estados de condução das chaves, são definidas pelas expressões (2.42), (2.43), (2.44) e (2.45). As tensões de polo v_{2j0_1} e v_{4j0_2} , com $j = a, b, c$, dos conversores 2 e 4, em função dos estados das chaves, são expressas das seguintes formas:

$$v_{2j0_1} = (2s_{q2j} - 1) \frac{v_{c1}}{2} \quad (3.81)$$

$$v_{4j0_2} = (2s_{q4j} - 1) \frac{v_{c2}}{2}. \quad (3.82)$$

Assumindo que as tensões de referência v_1^* , v_{2d}^* , v_{2q}^* , v_3^* , v_{4d}^* , v_{4q}^* e v_{o1}^* são fornecidas pelos controladores, tem-se:

$$v_1^* = v_{1a0_1}^* - v_{1b0_1}^* \quad (3.83)$$

$$v_{2d}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(v_{2a0_1}^* - \frac{v_{2b0_1}^*}{2} - \frac{v_{2c0_1}^*}{2} \right) \quad (3.84)$$

$$v_{2q}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} v_{2b0_1}^* - \frac{\sqrt{3}}{2} v_{2c0_1}^* \right) \quad (3.85)$$

$$v_3^* = v_{3a0_2}^* - v_{3b0_2}^* \quad (3.86)$$

$$v_{4d}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(v_{4a0_2}^* - \frac{v_{4b0_2}^*}{2} - \frac{v_{4c0_2}^*}{2} \right) \quad (3.87)$$

$$v_{4q}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} v_{4b0_2}^* - \frac{\sqrt{3}}{2} v_{4c0_2}^* \right) \quad (3.88)$$

$$v_{o1}^* = -v_{1a0_1}^* - v_{1b0_1}^* + \frac{2}{3} \sum_{j=a}^c v_{2j0_1}^* + v_{3a0_2}^* + v_{3b0_2}^* - \frac{2}{3} \sum_{j=a}^c v_{4j0_2}^* \quad (3.89)$$

Os sinais de gatilho das chaves podem ser obtidos diretamente das equações de polo de referência $v_{1a0_1}^*$ a $v_{4c0_2}^*$, ou seja, são necessárias dez equações para o cálculo do PWM. Logo, as equações fornecidas pelos controladores (3.83)-(3.89) não são suficientes para determinar os sinais de gatilho das chaves, sendo necessário introduzir três variáveis auxiliares, v_x^* , v_y^* e v_z^* , definidas por:

$$v_x^* = \frac{1}{2} (v_{1a0_1}^* + v_{1b0_1}^*) \quad (3.90)$$

$$v_y^* = \frac{1}{3} (v_{2a0_1}^* + v_{2b0_1}^* + v_{2c0_1}^*) \quad (3.91)$$

$$v_z^* = \frac{1}{3} (v_{4a0_2}^* + v_{4b0_2}^* + v_{4c0_2}^*). \quad (3.92)$$

A partir das equações (3.52), (3.53), (3.83)-(3.92), as seguintes relações são encontradas para as tensões de polo de referência:

$$v_{1a0_1}^* = \frac{v_1^*}{2} + v_x^* \quad (3.93)$$

$$v_{1b0_1}^* = -\frac{v_1^*}{2} + v_x^* \quad (3.94)$$

$$v_{2a0_1}^* = v_{2a}^* + v_y^* \quad (3.95)$$

$$v_{2b0_1}^* = v_{2b}^* + v_y^* \quad (3.96)$$

$$v_{2c0_1}^* = v_{2c}^* + v_y^* \quad (3.97)$$

$$v_{3a0_2}^* = \frac{v_3^*}{2} + \frac{v_{o1}^*}{2} - v_y^* + v_z^* + v_x^* \quad (3.98)$$

$$v_{3b0_2}^* = -\frac{v_3^*}{2} + \frac{v_{o1}^*}{2} - v_y^* + v_z^* + v_x^* \quad (3.99)$$

$$v_{4a0_2}^* = v_{4a}^* + v_z^* \quad (3.100)$$

$$v_{4b0_2}^* = v_{4b}^* + v_z^* \quad (3.101)$$

$$v_{4c0_2}^* = v_{4c}^* + v_z^* \quad (3.102)$$

onde

$$v_{ka}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} v_{kd}^* \quad (3.103)$$

$$v_{kb}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{1}{2} v_{kd}^* + \frac{\sqrt{3}}{2} v_{kq}^* \right) \quad (3.104)$$

$$v_{kc}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(-\frac{1}{2} v_{kd}^* - \frac{\sqrt{3}}{2} v_{kq}^* \right) \quad (3.105)$$

com $k=2,4$.

Dessas equações, observa-se que as tensões de polo dependem das tensões v_1^* , v_{2a}^* , v_{2b}^* , v_{2c}^* , v_3^* , v_{4a}^* , v_{4b}^* , v_{4c}^* e v_{o1}^* , fornecidas pelos controladores, como também das tensões auxiliares v_x^* , v_y^* e v_z^* . As tensões auxiliares podem ser escolhidas de forma independente, desde que, os máximos e mínimos das tensões de polo sejam respeitados a partir das equações (2.62)-(2.67), com $V_{x1}^* = \{v_1^*/2, -v_1^*/2, v_3^*/2 + v_{o1}^*/2 - v_y^* + v_z^*, -v_3^*/2 + v_{o1}^*/2 - v_y^* + v_z^*\}$, $V_{y1}^* = \{v_{2a}^*, v_{2b}^*, v_{2c}^*\}$ e $V_{z1}^* = \{v_{4a}^*, v_{4b}^*, v_{4c}^*\}$. Assim, as tensões auxiliares podem ser escritas em função do fator de distribuição de roda livre, μ , a partir das equações (2.68)-(2.70).

Os sinais de gatilho das chaves são obtidos pela comparação das tensões de polo com uma ou duas portadoras PWM. Para a topologia MT10B2B, usando duas portadoras PWM, a portadora v_{t1} é comparada com as tensões de polo dos conversores 1 e 2, e a portadora v_{t2} é comparada com as tensões de polo dos conversores 3 e 4.

3.3.3 Estratégia de Controle

O diagrama de controle do conversor CA-CC-CA MT10B2B é mostrado na Figura 3.22. A partir desse diagrama de controle, a tensão v_{c1} do barramento CC é regulada pelo controlador PI convencional, representado pelo bloco R_{c1} , para um 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} é regulada pelo controlador R_{c2} , definindo a amplitude de corrente I_3^* desejada na entrada do conversor 3. O controle do fator de potência é obtido sincronizando as correntes

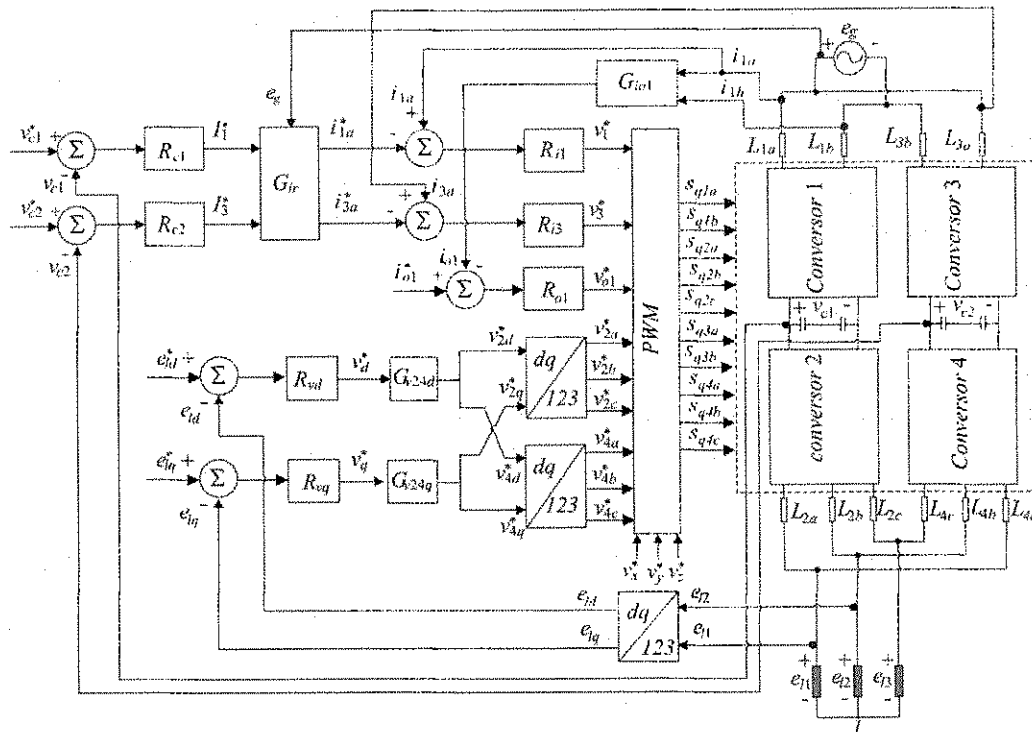


Figura 3.22: Diagrama de blocos do controle do conversor CA-CC-CA MT10B2B.

instantâneas de referência (i_{1a}^* e i_{3a}^*) com a tensão da rede monofásica, aplicando o bloco de sincronismo G_{tr} .

Os controles das correntes i_{1a}^* e i_{3a}^* são implementados usando dois controladores de dupla sequência, representados pelos blocos R_{i1} e R_{i3} , definidos pelas equações (2.71)-(2.73), com $j = 1a, 3a$, $m = 1, 3$ e ω_e igual à frequência da rede elétrica. Os controladores R_{i1} e R_{i3} fornecem as tensões de referência v_1^* e v_3^* , desejadas nas entradas dos conversores 1 e 3, respectivamente.

A corrente de circulação i_{o1} é determinada pelo bloco G_{io1} com base nas equações (3.46) e (3.50), a partir das correntes i_{1a} e i_{1b} . Essa corrente é regulada pelo controlador R_{o1} de dupla sequência, definido pelas equações (2.71)-(2.73), com $j = o1$, $m = j$ e $i_{o1}^* = 0$. Na saída desse controlador, tem-se a tensão de circulação de referência v_{o1}^* .

O controle das tensões dq da carga trifásica é realizado por dois controladores PI de dupla sequência, representados pelos blocos R_{vd} e R_{vq} . Esses controladores são definidos pelas equações (2.71)-(2.73), com $\varepsilon_j = v_j^* - v_j$, $j = ld, lq$, $m = d, q$, e ω_e é igual à frequência da carga. Na saída desses controladores, encontram-se as tensões de referência v_d^* e v_q^* . As tensões aplicadas a cada conversor são iguais à metade das tensões v_d e v_q , ou seja, $v_{2d}^* = v_{4d}^* = v_d^*/2$ e $v_{2q}^* = v_{4q}^* = v_q^*/2$. Essas tensões são aplicadas aos blocos $dq/123$, com base na transformada dq [equações (3.52) e (3.53)]. Nas saídas desses blocos, são geradas as tensões v_{2a}^* , v_{2b}^* , v_{2c}^* , v_{4a}^* , v_{4b}^* e v_{4c}^* , como mostrado no diagrama de controle da Figura 3.22.

As tensões de referências geradas pelos controladores, v_1^* , v_3^* , v_{o1}^* , v_{2a}^* , v_{2b}^* , v_{2c}^* , v_{4a}^* , v_{4b}^* e v_{4c}^* e as tensões auxiliares v_x^* , v_y^* e v_z^* , definidas pelas equações (2.68)-(2.70), são aplicadas ao bloco

PWM para o cálculo das tensões de polo de referência, veja as equações (3.93)-(3.102). Essas tensões de polo são então comparadas com uma ou duas portadoras PWM para gerar os sinais de gatilho das chaves do conversor MT10B2B.

3.3.4 Análise da WTHD

As WTHDs da tensão $v_g = (v_1 + v_3)/2$ da topologia MT10B2B são iguais às WTHDs obtidas com a topologia MT7B1B, sendo mostradas na Figura 3.5 (veja a seção 3.2.4). O valor médio das WTHDs das tensões dos conversores 2 e 4 [$v_{ld} = (v_{2d} + v_{4d})/2$ e $v_{lq} = (v_{2q} + v_{4q})/2$] da topologia proposta, e das tensões do conversor 2 [v_{ld} e v_{lq}], da topologia convencional, são mostradas na Figura 3.23. Esses resultados são obtidos de acordo com parâmetros apresentados na Tabela A.9. As WTHDs das tensões v_{ld} e v_{lq} influenciam nas distorções harmônicas das tensões trifásicas da carga, como mostrado nas equações (3.72) e (3.73).

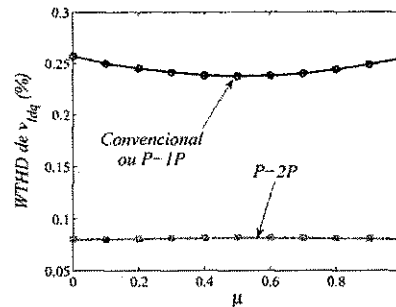


Figura 3.23: WTHDs das tensões v_{ld} e v_{lq} , em função de μ , da topologia MT10B2B.

Dessa figura, percebe-se que os valores das WTHDs das tensões v_{ld} e v_{lq} , usando uma portadora PWM, são iguais aos valores das WTHDs da topologia convencional. Por outro lado, com duas portadoras PWM, as WTHDs obtidas são sempre menores que as WTHDs da topologia convencional, para todos os valores de μ . A redução na WTHD usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$, é de 60% em comparação com a topologia convencional, com $\mu = 0,5$.

A explicação do comportamento das WTHDs pode ser obtida a partir da Figura 3.24. Nessa figura, é mostrada a tensão v_{ld} no domínio do tempo, para a topologia convencional, com $\mu = 0,5$, e para a topologia proposta usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$, e duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$ e $\mu = 0$. Desses resultados, nota-se que a tensão v_{ld} usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$, é similar a tensão v_{ld} da topologia convencional. Por outro lado, com duas portadoras PWM, observa-se um maior número de níveis na tensão v_{ld} em comparação com a topologia convencional, isto significa uma redução na WTHD dessa tensão.

3.3.5 Análise da THD para Diferentes Indutâncias de Filtro

A distorção harmônica total é definida pela equação (2.75). As THDs da corrente i_g , da topologia MT10B2B, são iguais às THDs da topologia MT7B1B apresentada na Figura 3.7 (veja a

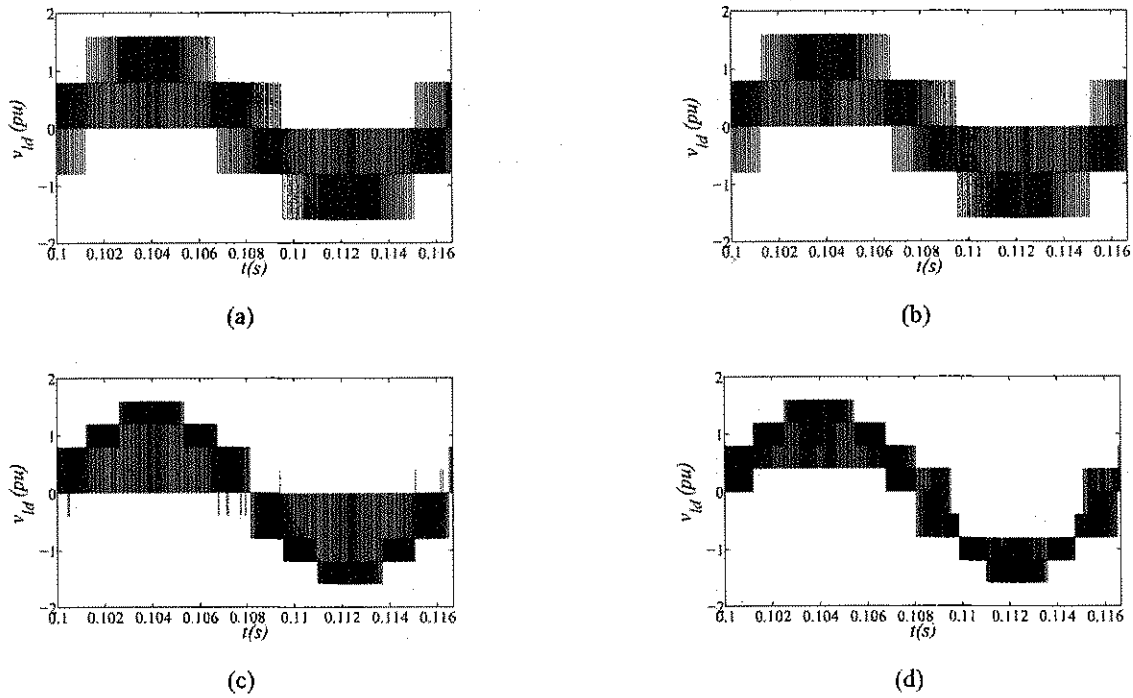


Figura 3.24: Tensão v_{id} . (a) Topologia convencional, com $\mu = 0,5$. (b) Topologia MT10B2B usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. (c) Topologia MT10B2B usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. (d) Topologia MT10B2B usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0$.

subseção 3.2.6).

Já a redução no valor das indutâncias de filtro piora as THDs das correntes internas, como mostrado na Figura 3.25 para a corrente interna i_{1a} (do conversor 1) e para a corrente interna i_{2a} (do conversor 2). Os valores das THDs das outras correntes internas i_{1b} , i_{3a} e i_{3b} são similares aos da corrente i_{1a} e os valores das correntes internas i_{2b} , i_{2c} , i_{4a} , i_{4b} e i_{4c} são similares aos da corrente i_{2a} , e não serão apresentados.

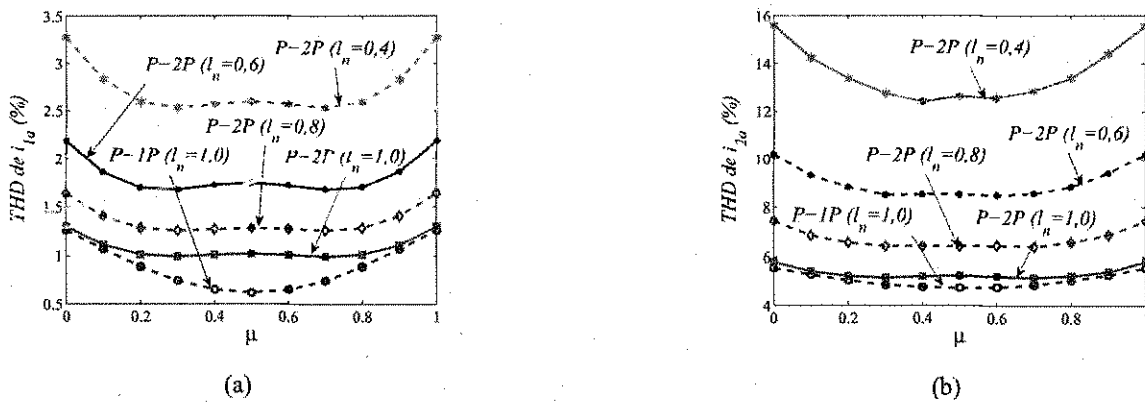


Figura 3.25: THD das correntes internas em função de μ e l_n . (a) Corrente i_{1a} . (b) Corrente i_{2a} .

Desses resultados, percebe-se que, com a redução da impedância de filtro, o aumento da THD

nas correntes internas é bastante significativo. Portanto, quando $l_n = 0,6$, a THD da corrente i_g da topologia MT10B2B, usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0$ ou $\mu = 1$, é menor que a THD da topologia convencional, entretanto, as THDs das correntes i_{1a} e i_{2a} , são, respectivamente, 3, 5 e 2, 1 vezes maiores.

3.3.6 Análise da THD em Função da Frequência Chaveamento

Os valores das THDs da corrente i_g , da topologia MT10B2B, obtidos para diferentes valores da frequência de chaveamento e $l_n = 1,0$, são iguais aos valores das THDs da topologia MT7B1B, discutida anteriormente, sendo mostrados na Figura 3.9.

3.3.7 Barramento CC

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 (3.93)-(3.102), as tensões mínimas desejadas nos barramentos CC para a topologia MT10B2B são:

$$v_{c1}^* \geq \max |v_{1a0_1}^* - v_{1b0_1}^*| \quad (3.106)$$

$$v_{c1}^* \geq \max |v_{2m0_1}^* - v_{2n0_1}^*| \quad (3.107)$$

$$v_{c2}^* \geq \max |v_{3a0_2}^* - v_{3b0_2}^*| \quad (3.108)$$

$$v_{c2}^* \geq \max |v_{4m0_2}^* - v_{4n0_2}^*| \quad (3.109)$$

para $m, n = a, b, c$, com $m \neq n$. A partir da Figura 3.21 as tensões v_{c1}^* e v_{c2}^* mínimas desejadas nos bancos de capacitores dos barramentos CC 1 e 2 são definidas por:

$$v_{c\alpha}^* \geq \max |v_{ka} - v_{kb}| \quad (3.110)$$

$$v_{c\alpha}^* \geq \max |v_{kb} - v_{kc}| \quad (3.111)$$

$$v_{c\alpha}^* \geq \max |v_{kc} - v_{ka}| \quad (3.112)$$

com $\alpha = 1, 2$ e $k = \begin{cases} 2, & \text{se } \alpha = 1 \\ 4, & \text{se } \alpha = 2 \end{cases}$.

Dessas equações, percebe-se que as tensões v_{c1}^* e v_{c2}^* mínimas desejadas nos barramentos CC da topologia MT10B2B, são menores que a tensão v_c da topologia convencional, devido a queda de tensão nos indutores de filtro no lado da carga. Desse modo, é mostrada na Figura 3.26 a tensão mínima desejada, obtida por simulação, em função de ϵ , variando de $[-180^\circ, 180^\circ]$. Para retirar esses resultados, foram utilizados os parâmetros mostrados na Tabela A.9. A partir da Figura 3.26, observa-se que, tanto para a topologia convencional como para a topologia proposta, a tensão do barramento CC não depende de ϵ .

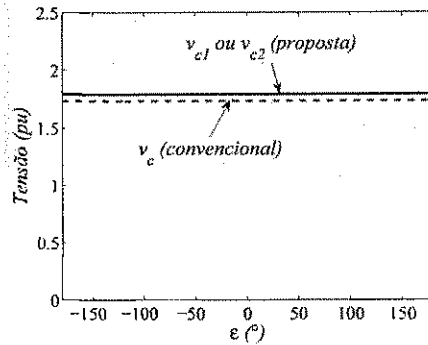


Figura 3.26: Tensão mínima necessária no barramento CC da topologia MT10B2B.

Na Figura 3.27, é ilustrado o espectro das harmônicas da corrente do capacitor da topologia convencional e da topologia proposta. As curvas mostradas nessa figura são: da topologia convencional, com $\mu = 0$, $\mu = 0,5$ e $\mu = 1$, e da topologia proposta (no capacitor do barramento CC 1) usando uma ou duas portadoras PWM, com $\mu = 0$, $\mu = 0,5$ ou $\mu = 1$. Os espectros das harmônicas do barramento 2 são iguais aos do barramento 1 e não serão apresentados. Esses resultados foram obtidos a partir de um programa de simulação, utilizando parâmetros apresentados na Tabela A.10.

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 das correntes dos capacitores para a topologia proposta, com uma ou duas portadoras PWM, são praticamente metade das amplitudes dos espectros das harmônicas da topologia convencional. A maior redução das harmônicas de alta frequência é obtida para a topologia proposta usando uma ou duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$.

Na Tabela 3.5, são mostrados os valores das correntes RMS de alta frequência do capacitor $I_{c,rms}^{hf}$, normalizados pela corrente RMS dos capacitores da topologia convencional, com $\mu = 0,5$. Os valores das correntes $I_{c,rms}^{hf}$ foram calculados pela equação (2.93), a partir dos espectros das harmônicas da corrente do capacitor, mostrados na Figura 3.27. A maior redução da corrente $I_{c,rms}^{hf}$ foi obtida para a topologia proposta usando uma ou duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. Nesse caso, a redução na corrente RMS de alta frequência foi de 50% em comparação com a topologia convencional, com $\mu = 0,5$.

Tabela 3.5: Corrente $I_{c,rms}^{hf}$ da topologia MT10B2B normalizada pela corrente da topologia convencional.

Estratégias PWM	Corrente $I_{c,rms}^{hf}(P)/I_{c,rms}^{hf}(C)$		
	$\mu = 0$	$\mu = 0,5$	$\mu = 1$
$P-1P$	0,54	0,50	0,54
$P-2P$	0,54	0,50	0,54

As perdas de potência de alta frequência ($P_{c,loss}^{hf}$) são definidas pela equação (2.94). Assumindo que, a capacitância da topologia MT10B2B é igual à capacitância da topologia convencional, a resistência em série equivalente da topologia proposta é igual à resistência em série equivalente da

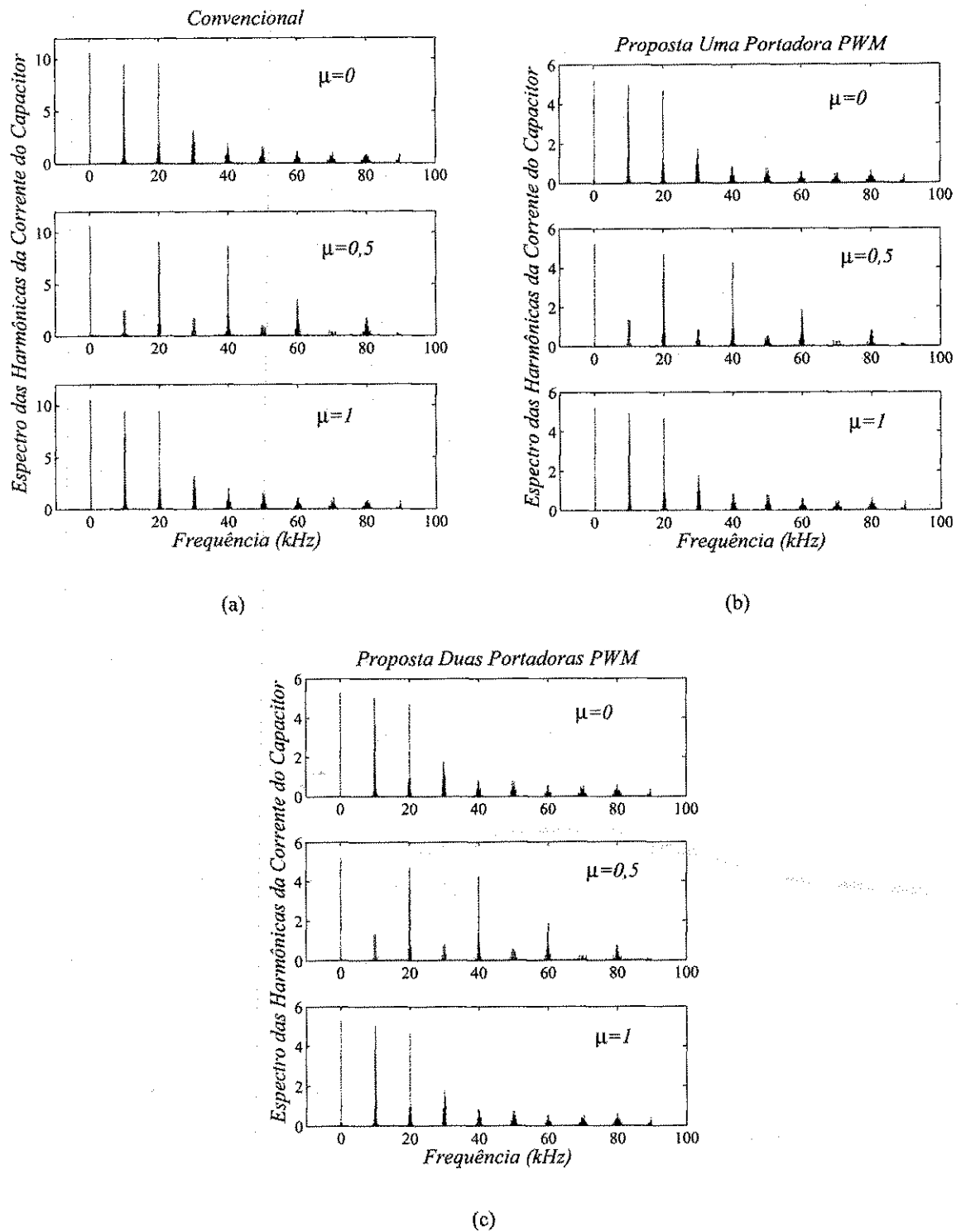


Figura 3.27: Espectro das harmônicas da corrente do capacitor. (a) i_c da topologia convencional. (b) i_{c1} da topologia MT10B2B usando uma portadora PWM. (c) i_{c1} da topologia MT10B2B usando duas portadoras PWM.

topologia convencional, ou seja, $ESR_{100Hz}(P) = ESR_{100Hz}(C)$. Como a corrente RMS do capacitor para a topologia MT10B2B, usando uma ou duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$, equivale a 50,0% da corrente RMS da topologia convencional [$I_{c,rms}^{hf}(P) = 0,5I_{c,rms}^{hf}(C)$], é possível reduzir em 50% as perdas de potência de alta frequência dos capacitores nos dois barramentos CC, em comparação com a topologia convencional. Enquanto que, para $\mu = 0$ ou $\mu = 1$, a redução nas perdas é de aproximadamente 40%.

3.3.8 Perdas nos Semicondutores

As perdas de condução e de chaveamento nos semicondutores são calculadas a partir das equações (2.95) e (2.96). Na Figura 3.28, são mostradas as perdas estimadas da topologia MT10B2B (apresentada na Figura 3.21) usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$, duas portadoras PWM, com $\mu = 0$, e da topologia convencional, com $\mu = 0,5$. Esses resultados foram obtidos para três cargas com potências de 5kVA, 7,5kVA e 10kVA, usando os parâmetros apresentados na Tabela A.10. As perdas mostradas nessa figura são: perdas de condução (P_{cd}), perdas de chaveamento (P_{ch}) e perdas totais ($P_t = P_{cd} + P_{ch}$).

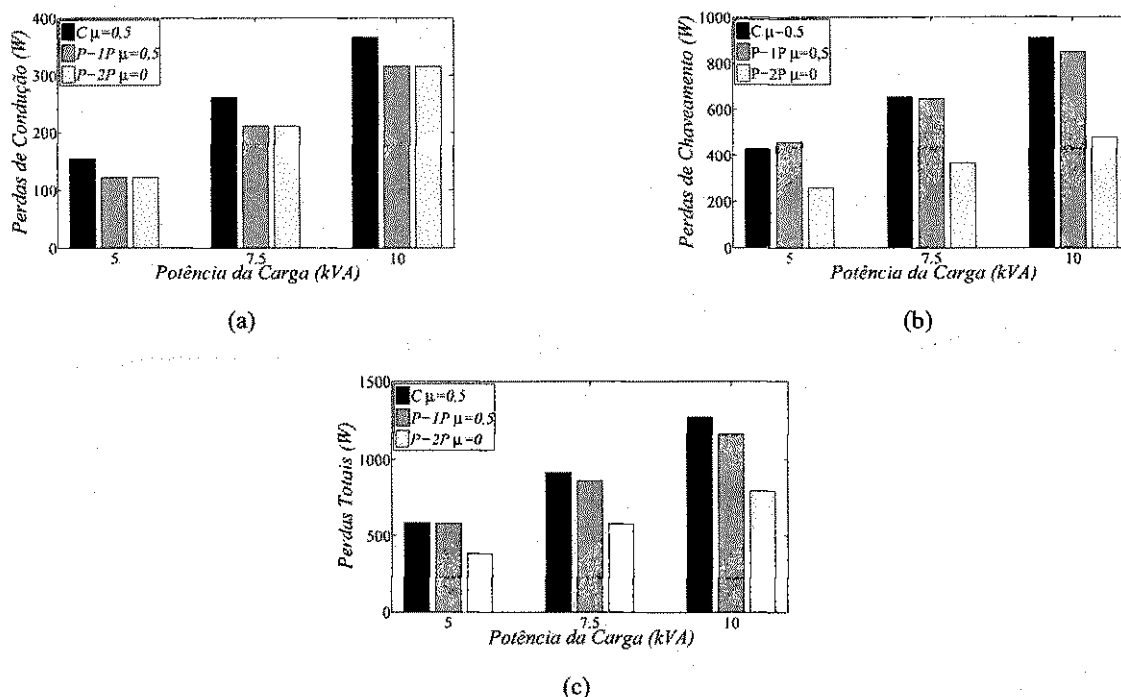


Figura 3.28: Perdas estimadas nos conversores da topologia MT10B2B. (a) Perdas de Condução P_{cd} . (b) Perdas de chaveamento P_{ch} . (c) Perdas totais $P_t = P_{cd} + P_{ch}$.

Dos resultados apresentados, percebe-se que as perdas de condução são sempre menores que as da topologia convencional [Figura 3.28(a)], enquanto que as perdas de chaveamento usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$, tornam-se menores que as perdas da topologia convencional com

o aumento da potência da carga. Por outro lado, usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0$, tem-se uma redução significativa nas perdas de chaveamento [Figura 3.28(b)]. Desse modo, a maior redução nas perdas totais nos conversores é obtida usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0$, conforme mostrado na Figura 3.28(c).

Como as perdas obtidas usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$, são iguais às perdas obtidas usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$, e as perdas obtidas usando duas portadoras PWM, com $\mu = 1$, são iguais às obtidas usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0$, elas não serão apresentadas.

São mostradas, na Tabela 3.6, as perdas totais normalizadas em função das perdas da topologia convencional [$P_t(P)/P_t(C)$]. Observa-se que a maior redução nas perdas ocorre usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0$. Nesse caso, a redução nas perdas totais nos conversores é de aproximadamente 36%.

Tabela 3.6: Perdas totais da topologia MT10B2B normalizadas em relação às da topologia convencional.

Perdas totais [$P_t(P)/P_t(C)$]				
Estratégias PWM		Potências da carga		
		5kVA	7,5kVA	10kVA
$P-1P$	$\mu = 0,5$	0,99	0,94	0,91
$P-2P$	$\mu = 0$	0,66	0,63	0,62

3.3.9 Resultados de Simulação

O comportamento dinâmico do conversor CA-CC-CA monofásico-trifásico em paralelo com dez braços e dois barramentos CC (MT10B2B), apresentado na Figura 3.21, foi estudado através de um programa de simulação. Esses resultados foram obtidos considerando o sistema equilibrado com os parâmetros definidos na Tabela A.10.

Os resultados de simulação são apresentados nas Figuras 3.29-3.34. As curvas mostradas nessas figuras são: tensão e corrente da rede monofásica (e_g e i_g), correntes internas dos conversores 1 e 3 (i_{1a} e i_{3a}), corrente de circulação (i_{o1}), tensões dos barramentos CC 1 e 2 (v_{c1} e v_{c2}), correntes internas do conversor 2 (i_{2a} , i_{2b} e i_{2c}), correntes internas do conversor 4 (i_{4a} , i_{4b} e i_{4c}), correntes da carga trifásica (i_{l1} , i_{l2} e i_{l3}) e tensões da carga trifásica (e_{l1} , e_{l2} e e_{l3}).

Nas Figuras 3.29 e 3.30, são mostrados os resultados utilizando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. Desses resultados, nota-se que o controle da corrente i_g fornece uma corrente senoidal e em fase com a tensão, veja a Figura 3.29(a). Devido à conexão em paralelo, essa topologia permite reduzir o fluxo de corrente nos conversores monofásicos [Figura 3.29(b)] e nos conversores trifásicos [Figuras 3.30(a), 3.30(b)]. A corrente de circulação é nula entre os conversores, conforme mostrada na Figura 3.29(d). As tensões nos capacitores, dos barramentos 1 e 2, estão reguladas no valor de referência [como pode ser visto nas Figuras 3.29(e) e 3.29(f)]. Além disso, as tensões fornecidas à carga trifásica são senoidais e equilibradas, como mostrado na Figura 3.30(d).

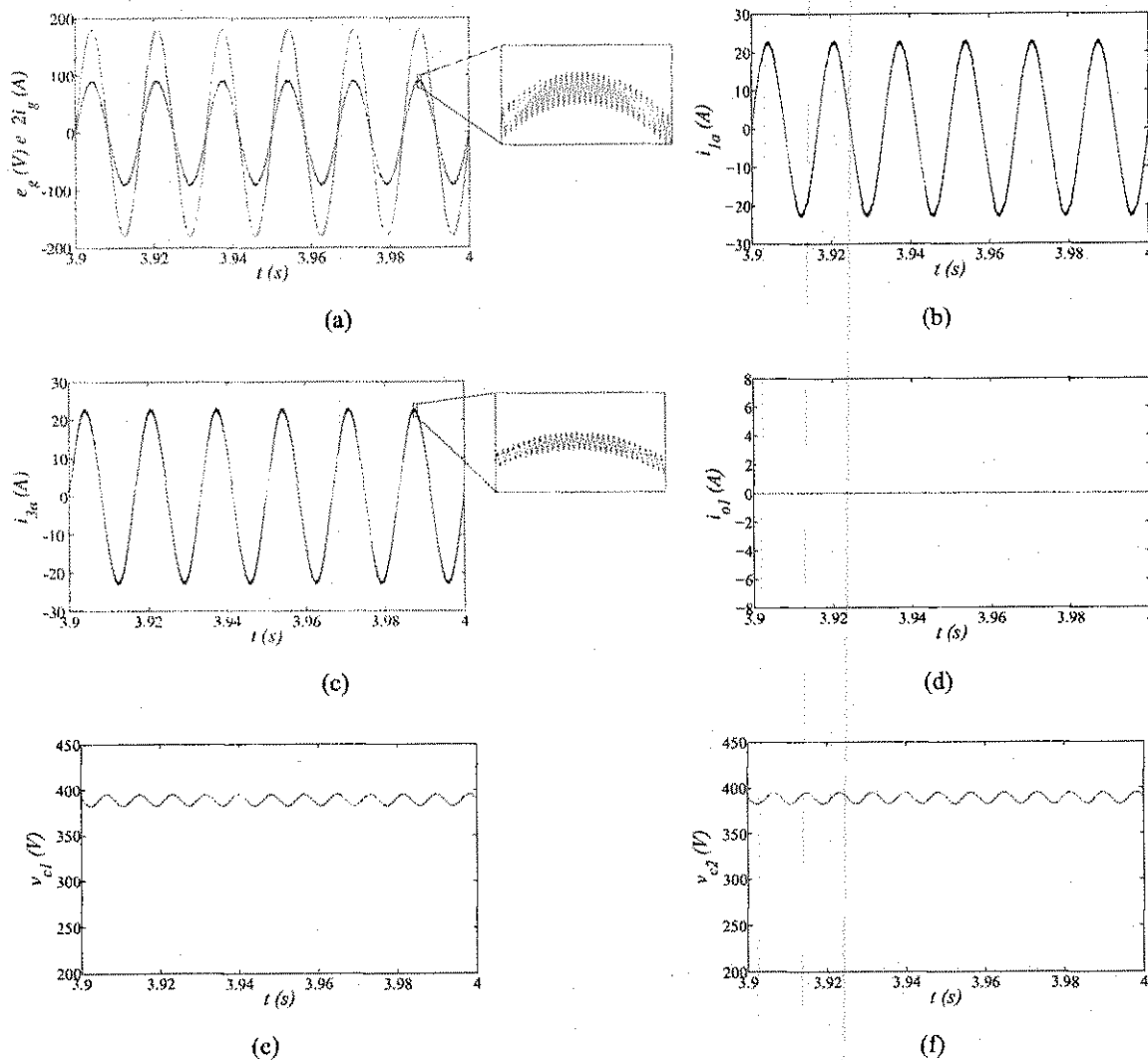


Figura 3.29: Resultados de simulação da topologia MT10B2B usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão e corrente da rede (e_g e i_g). (b) Corrente i_{1a} . (c) Corrente i_{3a} . (d) Corrente de circulação (i_{o1}). (e) Tensão do barramento 1 (v_{c1}). (f) Tensão do barramento 2 (v_{c2}).

Nas Figuras 3.31 e 3.32, são vistos os resultados utilizando duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. Desses resultados, percebe-se que a corrente da rede apresenta as mesmas componentes de alta frequência da corrente i_g obtida usando uma portadora PWM [Figura 3.31(a)]. Além disso, as correntes internas dos conversores 1 e 3 e a corrente de circulação estão controladas. Em virtude da utilização de duas portadoras PWM, tem-se um aumento nas componentes de alta frequência dessas correntes e das correntes internas dos conversores 2 e 4 [conforme mostrado nas Figuras 3.31(b), 3.31(c), 3.31(d), 3.32(a) e 3.32(b)].

Outros resultados com duas portadoras PWM são ilustrados nas Figuras 3.33 e 3.34, esses resultados foram obtidos com $\mu = 0$. Observa-se uma redução nas oscilações de alta frequência na corrente da rede i_g [Figuras 3.33(a)]. Além disso, tem-se uma redução na alta frequência nas correntes internas dos conversores 1 e 3 [Figuras 3.33(b) e 3.33(c)], nas correntes dos conversores

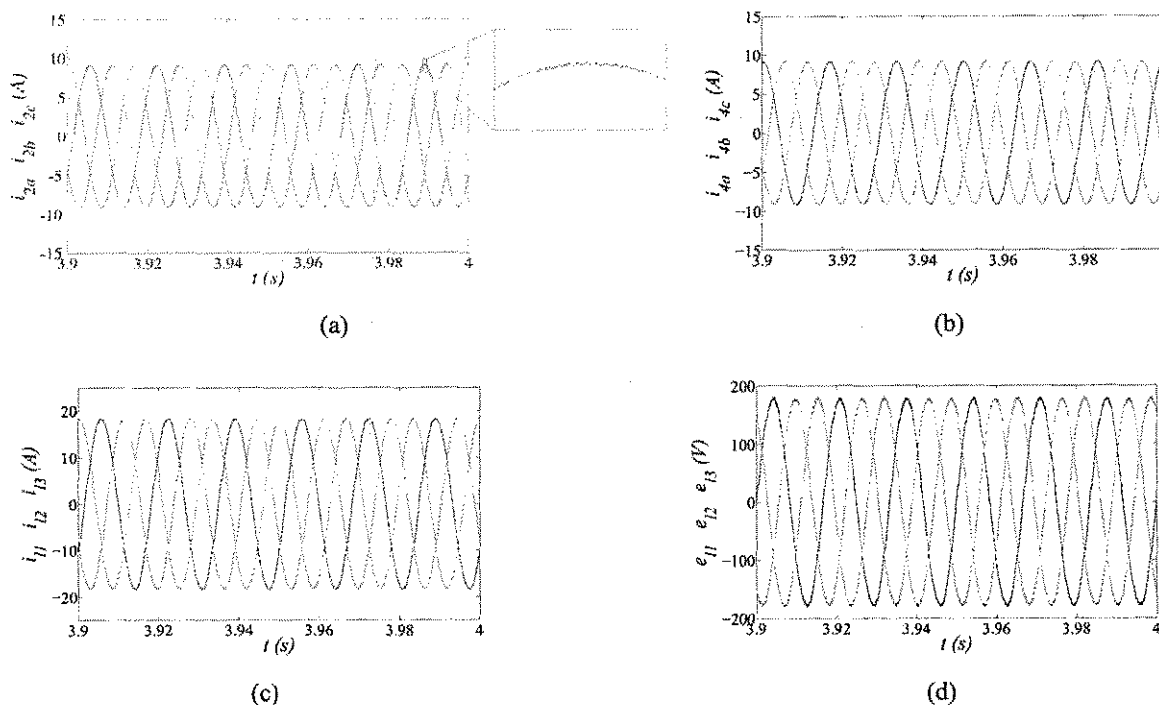


Figura 3.30: Resultados de simulação da topologia MT10B2B usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Correntes internas i_{2a} , i_{2b} e i_{2c} . (b) Correntes internas i_{4a} , i_{4b} e i_{4c} . (c) Correntes da carga (i_{11} , i_{12} e i_{13}). (d) Tensões da carga (e_{11} , e_{12} , e_{13}).

2 e 4 [Figuras 3.34(a) e 3.34(b)] e na corrente de circulação [Figura 3.33(d)], quando comparadas com o caso anterior usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$.

3.3.10 Resultados Experimentais

Nesta subseção, são mostrados os resultados experimentais da topologia MT10B2B que foram obtidos de acordo com os parâmetros mostrados na Tabela 3.7. O objetivo desses resultados é mostrar o adequado funcionamento da topologia MT10B2B.

Tabela 3.7: Parâmetros utilizados nos resultados experimentais da configuração MT10B2B.

Parâmetros	Valor
Tensão da rede (E_g)	55V (RMS)
Tensão da carga (V_l)	55V (RMS)
Carga: motor de indução	0,75cv
Carga: lâmpadas	300W
Tensões dos barramentos CC ($v_{c1} = v_{c2}$)	180V
Capacitâncias ($C_1 = C_2$)	2200 μ F
Período de amostragem	100 μ s
Frequência de chaveamento (f_{ch})	10kHz

Nas Figuras 3.35-3.37, são mostrados os resultados experimentais da topologia proposta em

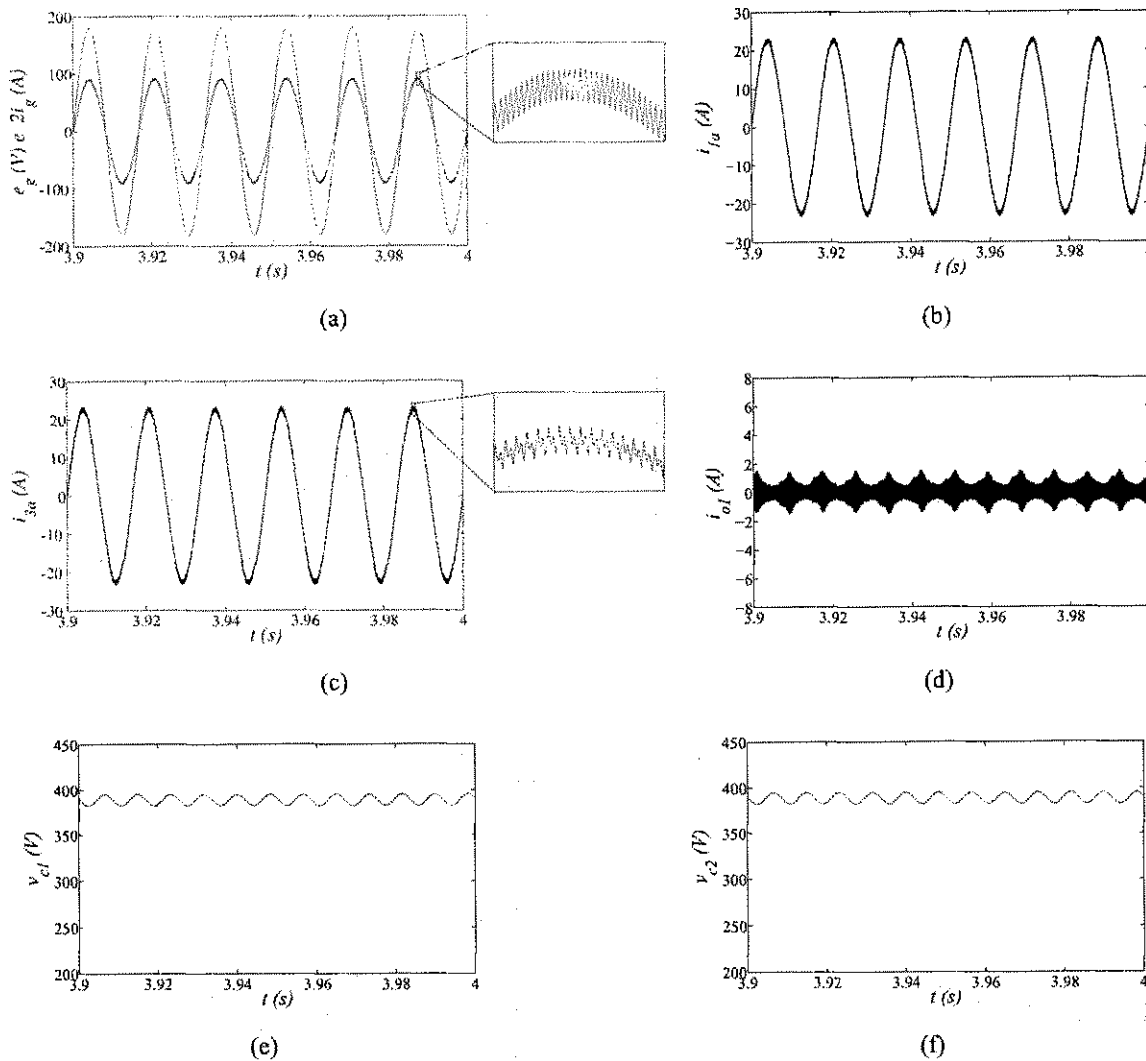


Figura 3.31: Resultados de simulação da topologia MT10B2B usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão e corrente da rede (e_g e i_g). (b) Corrente i_{1a} . (c) Corrente i_{3a} . (d) Corrente de circulação (i_{o1}). (e) Tensão do barramento 1 (v_{c1}). (f) Tensão do barramento 2 (v_{c2}).

regime permanente obtidos usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. As curvas mostradas nessas figuras são: tensão da rede (e_g), corrente da rede (i_g), correntes internas (i_{1a} e i_{3a}), corrente de circulação (i_{o1}), tensões dos barramentos CC (v_{c1} e v_{c2}), correntes dq da carga (i_{ld} e i_{lq}) e tensões dq na carga (e_{ld} e e_{lq}).

As Figuras 3.35 e 3.36, mostram os resultados experimentais obtidos na plataforma experimental utilizando como carga um motor de indução operando com uma frequência de 15Hz. Desses resultados, observa-se que a corrente da rede (i_g) é senoidal e está em fase com a tensão [Figura 3.35(a)]. As correntes internas dos conversores 1 e 3 estão controladas (i_{1a} e i_{3a}), como mostradas nas Figuras 3.35(b) e 3.35(c). Contudo, nota-se uma pequena diferença nas amplitudes das correntes internas, devido ao desequilíbrio nos indutores de filtro. Além disso, a corrente de circulação é nula [veja a Figura 3.35(d)], os dois barramentos CC estão controlados e equilibrados [Figuras

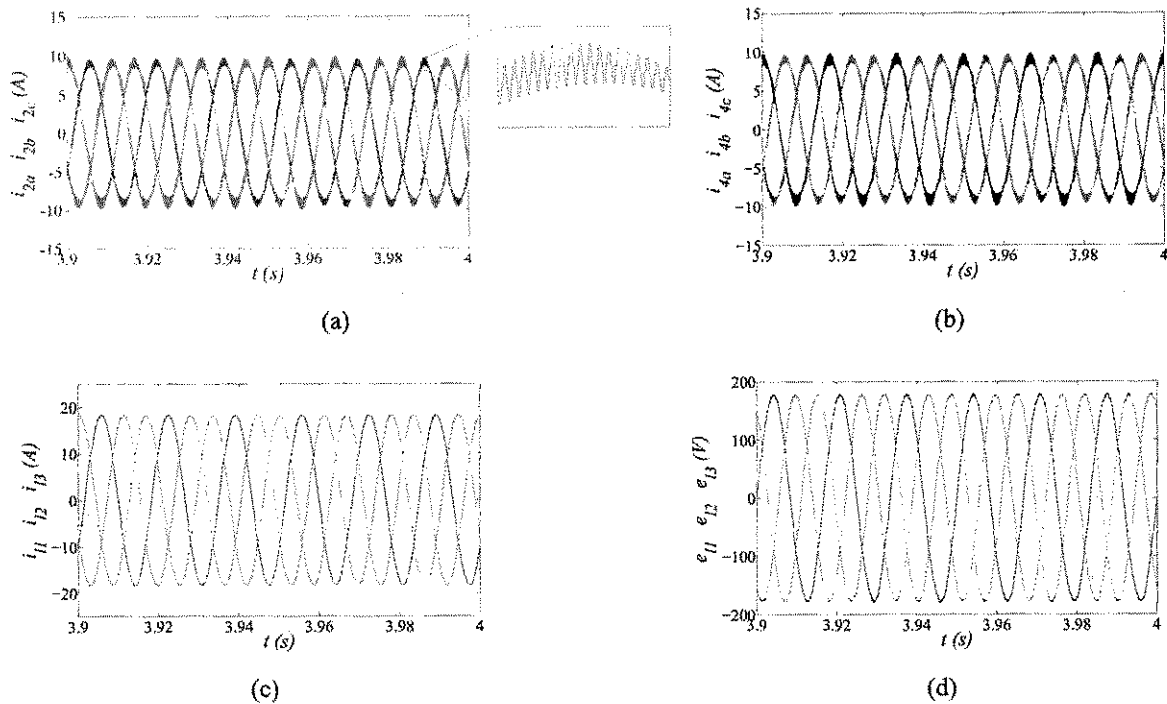


Figura 3.32: Resultados de simulação da topologia MT10B2B usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Correntes internas i_{2a} , i_{2b} e i_{2c} (b) Correntes internas i_{4a} , i_{4b} e i_{4c} . (c) Correntes da carga (i_{11} , i_{12} e i_{13}). (d) Tensões da carga (e_{11} , e_{12} e e_{13}).

3.36(a) e 3.36(b)], e as tensões dq fornecidas à carga estão controladas e equilibradas [como pode ser visto na Figura 3.36(d)].

Exibem-se, na Figura 3.37, os resultados experimentais em regime permanente da topologia MT10B2B retirados no osciloscópio. Observa-se que o sistema de controle funcionou de maneira satisfatória, isto é, garantindo uma corrente i_g senoidal e em fase com a tensão [veja a Figura 3.37(a)], uma corrente de circulação nula [Figura 3.37(c)], as tensões dos barramentos CC controladas [Figuras 3.37(d)] e as tensões (e_{11} e e_{12}), fornecidas à carga, senoidais e equilibradas [como mostrado na Figura 3.37(f)].

3.3.11 Desempenho da Topologia MT10B2B

O resumo do desempenho da topologia MT10B2B, levando em consideração os três critérios de comparação abordados neste trabalho, em relação ao desempenho da topologia convencional, com $\mu = 0,5$, é apresentado na Tabela 3.8.

O desempenho da topologia proposta com uma portadora PWM é similar ao desempenho da topologia convencional. Uma boa solução para a topologia MT10B2B, é a utilização de duas portadoras PWM, com $\mu = 0$ ou $\mu = 1$, pois, nesse caso, permite reduzir as distorções harmônicas da corrente da rede (em 62%) e da tensão aplicada à carga (em 66%), como também, reduz em quase 40% as perdas de alta frequência dos capacitores, e em mais de 30% as perdas nos semicondutores.

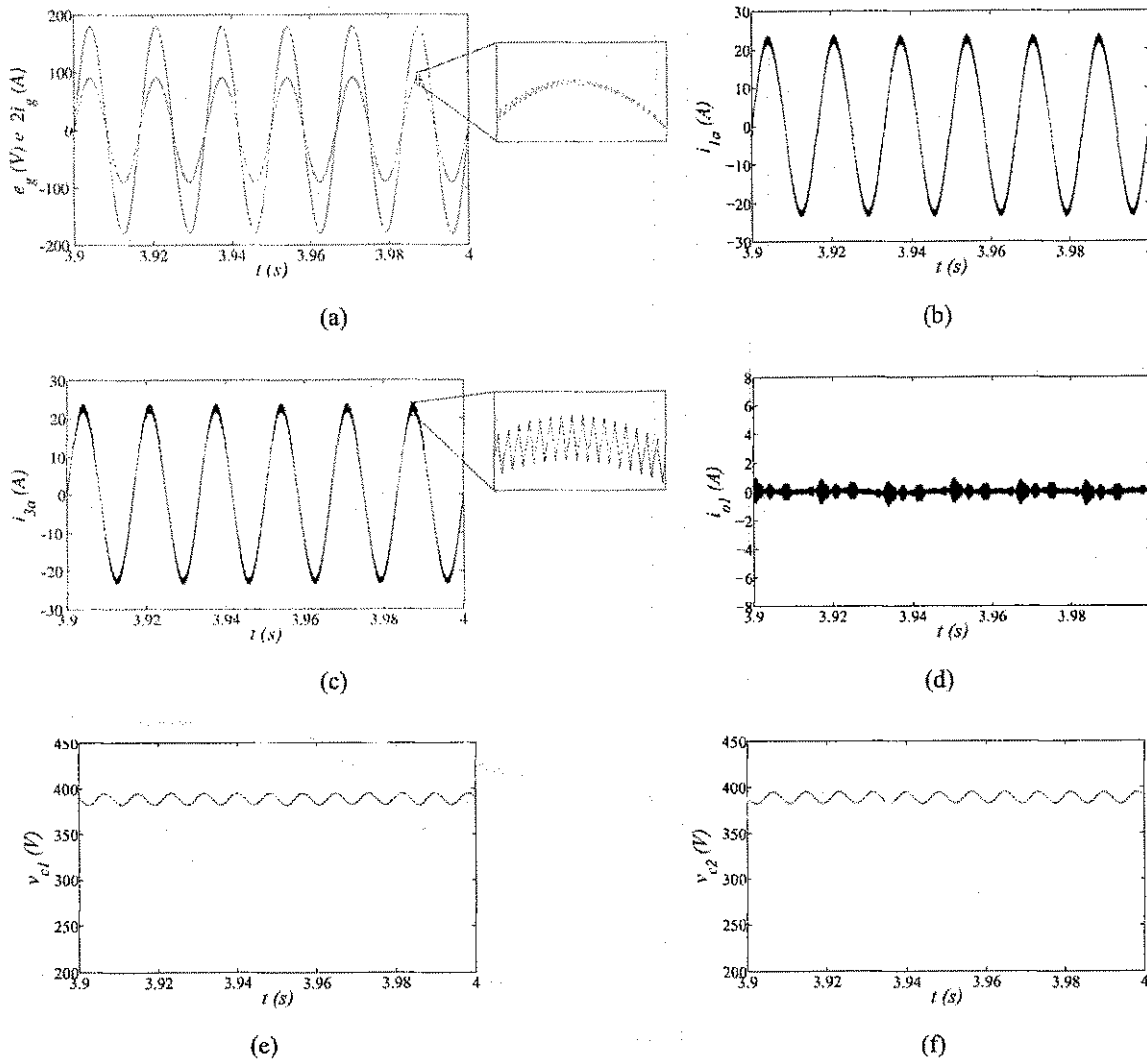


Figura 3.33: Resultados de simulação da topologia MT10B2B usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0$. (a) Tensão e corrente da rede e_g e i_g . (b) Corrente i_{1a} . (c) Corrente i_{3a} . (d) Corrente de circulação i_{o1} . (e) Tensão do barramento 1 v_{c1} . (f) Tensão do barramento 2 v_{c2} .

Tabela 3.8: Resumo do desempenho da topologia MT10B2B.

Topologia MT10B2B				
PWM	$P-1P$	$P-2P$		
Critérios	$\mu = 0,5$	$\mu = 0,5$	$\mu = 0$ ou 1	
WTHD	i_g	1,0	1,0	0,52
	e_l	1,0	0,34	0,34
	i_{1a}	1,0	1,65	2,10
THD(i_g)	l_n	$\geq 1,0$	$\geq 1,0$	$\geq 0,4$
	f_{ch}	$\geq 10kHz$	$\geq 10kHz$	$\geq 4kHz$
$P_{c,loss}^M$	0,5	0,5	0,6	
P_l	0,99	0,99	0,66	

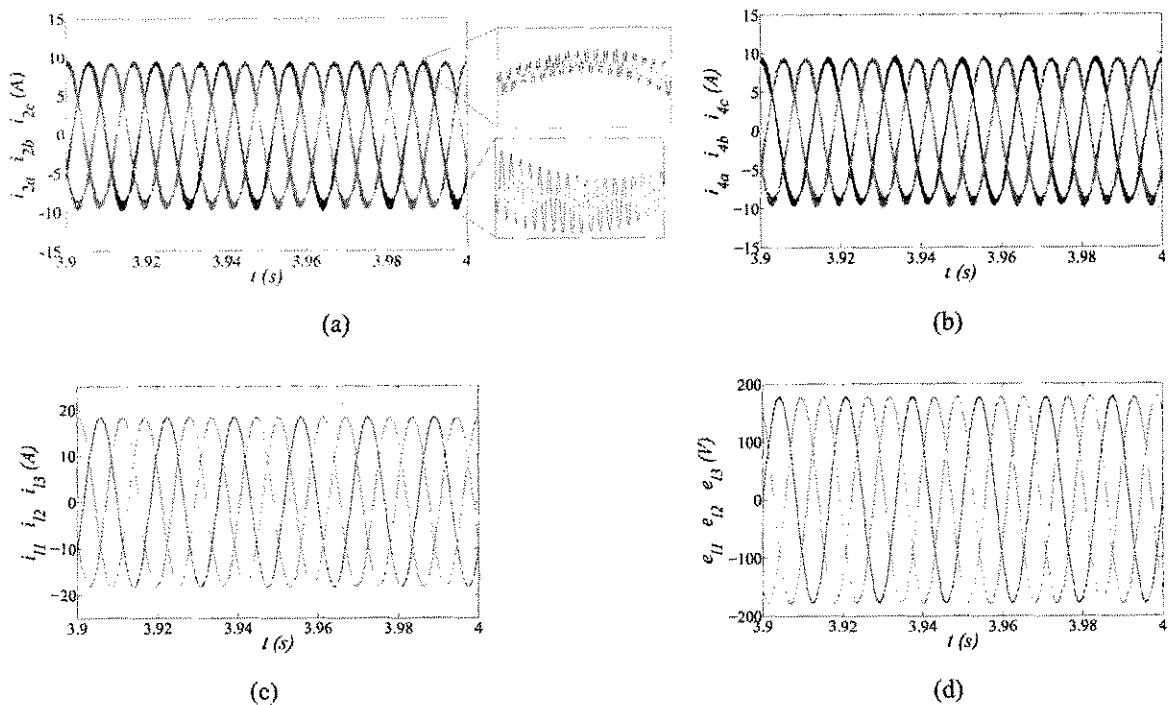


Figura 3.34: Resultados de simulação da topologia MT10B2B usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0$. (a) Correntes i_{2a}, i_{2b} e i_{2c} . (b) Correntes i_{4a}, i_{4b} e i_{4c} . (c) Correntes da carga i_{11}, i_{12} e i_{13} . (d) Tensões da carga v_{11}, v_{12} e v_{13} .

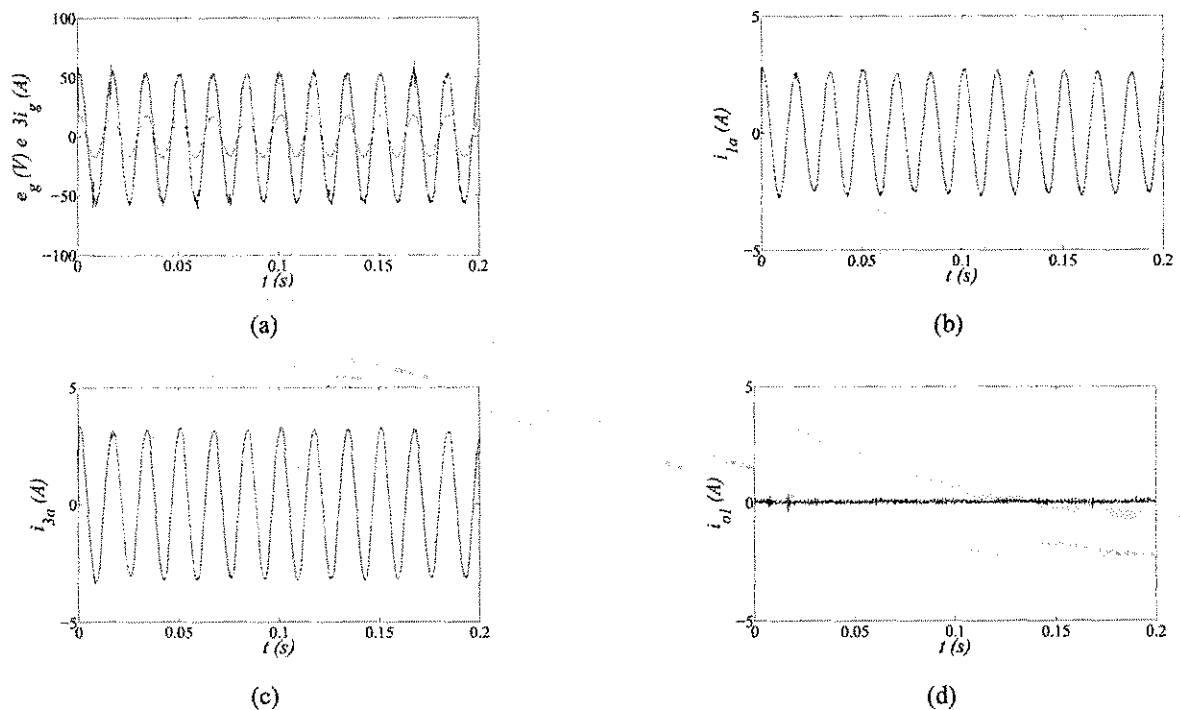


Figura 3.35: Resultados experimentais em regime permanente da topologia MT10B2B usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão e corrente da rede monofásica (e_g e i_g). (b) Corrente i_{1a} . (c) Corrente i_{3a} . (d) Corrente de circulação (i_{o1}).

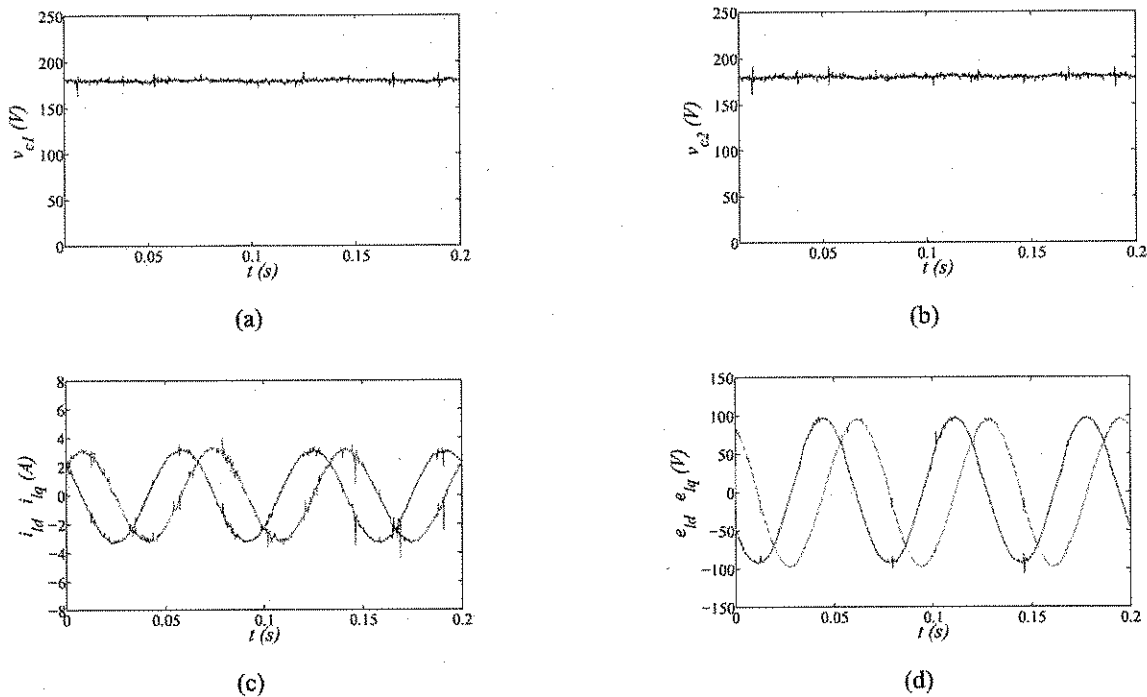


Figura 3.36: Resultados experimentais em regime permanente da topologia MT10B2B usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão do barramento CC 1 (v_{c1}). (b) Tensão do barramento CC 2 (v_{c2}). (c) Correntes dq da carga (i_{id} e i_{iq}). (d) Tensões dq da carga (e_{id} e e_{iq}).

A desvantagem é o aumento das distorções harmônicas das correntes internas.

3.4 Conversor Monofásico-Trifásico com Dez Braços e um Barramento CC

A configuração do conversor CA-CC-CA monofásico-trifásico com dez braços e um barramento CC (MT10B1B), mostrada na Figura 3.38, é composta por dois conversores monofásicos (conversores 1 e 3), dois conversores trifásicos (conversores 2 e 4), uma carga trifásica (máquina de indução), um barramento CC e quatorze filtros indutivos $L'_g, L_{1a}, L_{1b}, L_{2a}, L_{2b}, L_{2c}, L_{3a}, L_{3b}, L_{4a}, L_{4b}, L_{4c}$ e $L'_{l\beta}$, com $\beta = 1, 2, 3$. O conversor 1 é formado pelas chaves $q_{1a}, \bar{q}_{1a}, q_{1b}$ e \bar{q}_{1b} , o conversor 2 é formado pelas chaves $q_{2a}, \bar{q}_{2a}, q_{2b}, \bar{q}_{2b}, q_{2c}$ e \bar{q}_{2c} , o conversor 3 é formado pelas chaves $q_{3a}, \bar{q}_{3a}, q_{3b}$ e \bar{q}_{3b} , e o conversor 4 é formado pelas chaves $q_{4a}, \bar{q}_{4a}, q_{4b}, \bar{q}_{4b}, q_{4c}$ e \bar{q}_{4c} .

3.4.1 Modelo Dinâmico

O modelo do conversor MT10B1B, mostrado na Figura 3.38, com $L'_g = L'_{l\beta} = 0$ é apresentado a seguir. Para os conversores 1 e 3, o modelo é definido pelas equações (2.1)-(2.3). Para os

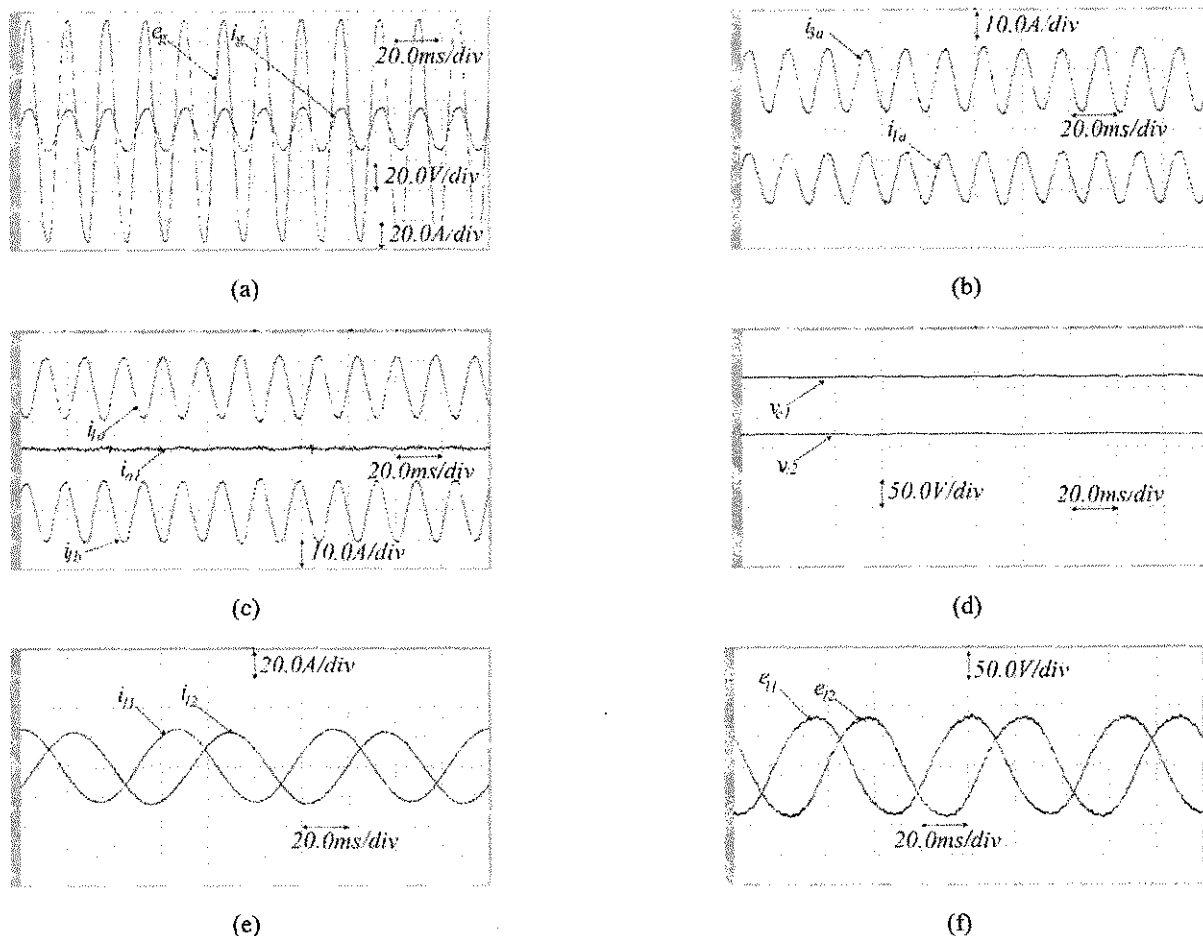


Figura 3.37: Resultados experimentais em regime permanente da topologia MT10B2B usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão e corrente da rede monofásica (e_g e i_g). (b) Correntes internas i_{1a} e i_{1b} e corrente de circulação (i_{o1}). (c) Correntes i_{1a} e i_{3a} . (d) Tensões dos barramentos CC (v_{c1} e v_{c2}). (e) Correntes da carga (i_{l1} e i_{l2}). (f) Tensões da carga (e_{l1} e e_{l2}).

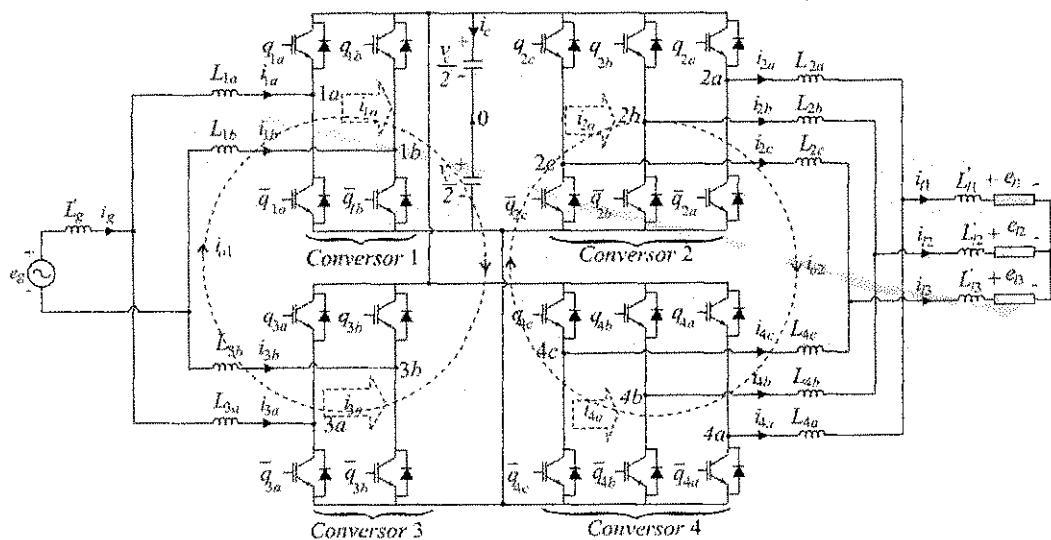


Figura 3.38: Conversor CA-CC-CA monofásico-trifásico com dez braços e um barramento CC (MT10B1B).

conversores 2 e 4, encontra-se:

$$e_{11} = -z_{2a}i_{2a} + v_{2a0} - v_{l0} \quad (3.113)$$

$$e_{12} = -z_{2b}i_{2b} + v_{2b0} - v_{l0} \quad (3.114)$$

$$e_{13} = -z_{2c}i_{2c} + v_{2c0} - v_{l0} \quad (3.115)$$

$$e_{11} = -z_{4a}i_{4a} + v_{4a0} - v_{l0} \quad (3.116)$$

$$e_{12} = -z_{4b}i_{4b} + v_{4b0} - v_{l0} \quad (3.117)$$

$$e_{13} = -z_{4c}i_{4c} + v_{4c0} - v_{l0} \quad (3.118)$$

com

$$v_{l0} = \frac{1}{6}(v_{2a0} + v_{2b0} + v_{2c0} + v_{4a0} + v_{4b0} + v_{4c0}) \quad (3.119)$$

onde v_{l0} é a tensão do neutro da carga (l) até o ponto médio do barramento CC (0), v_{2a0} , v_{2b0} e v_{2c0} são as tensões de polo do conversor 2, e v_{4a0} , v_{4b0} , v_{4c0} são as tensões de polo do conversor 4.

Com a conexão de dois conversores em paralelo sem o uso de transformadores, e utilizando um único barramento CC , tem-se a formação de duas malhas de circulação entre os conversores $CA-CC-CA$. Uma malha no lado da rede, entre os conversores 1 e 3, e a outra malha no lado da carga, entre os conversores 2 e 4. Para a malha de circulação no lado da rede, encontram-se as equações (2.97) e (2.98). A malha de circulação no lado da carga é definida por:

$$z_{2a}i_{2a} - z_{4a}i_{4a} - v_{2a0} + v_{4a0} = 0 \quad (3.120)$$

$$z_{2b}i_{2b} - z_{4b}i_{4b} - v_{2b0} + v_{4b0} = 0 \quad (3.121)$$

$$z_{2c}i_{2c} - z_{4c}i_{4c} - v_{2c0} + v_{4c0} = 0. \quad (3.122)$$

A tensão de circulação v_{o1} no lado da rede é definida pelas expressões (2.101) e (2.103). Por outro lado, a expressão da tensão de circulação no lado da carga (v_{o2}) é obtida somando as equações (3.120)-(3.122), ou seja:

$$v_{o2} = z_{2a}i_{2a} + z_{2b}i_{2b} + z_{2c}i_{2c} - (z_{4a}i_{4a} + z_{4b}i_{4b} + z_{4c}i_{4c}) \quad (3.123)$$

com

$$v_{o2} = v_{2a0} + v_{2b0} + v_{2c0} - v_{4a0} - v_{4b0} - v_{4c0}. \quad (3.124)$$

A partir das correntes internas de entrada e saída dos conversores (i_{1a} a i_{4c}), as correntes de circulação, em cada conversor, são definidas pelas equações (3.46)-(3.49). Como a topologia MT10B1B possui dois conversores $CA-CC-CA$, conectados em paralelo com um único barramento CC , é possível escrever as equações de circulação de cada conversor em função de duas correntes de circulação. Uma entre os conversores 1 e 3 (i_{o1}), no lado da rede, e a outra entre os conversores 2 e 4 (i_{o2}), no lado da carga trifásica, ou seja:

$$i_{o1} = i_{1o} = -i_{3o} \quad (3.125)$$

$$i_{o2} = \sqrt{3}i_{2o} = -\sqrt{3}i_{4o}. \quad (3.126)$$

A partir das equações (3.113)-(3.118), aplicando a transformada odq e fazendo $v_{2a} = v_{2a0} - v_{l0}$, $v_{2b} = v_{2b0} - v_{l0}$, $v_{2c} = v_{2c0} - v_{l0}$, $v_{4a} = v_{4a0} - v_{l0}$, $v_{4b} = v_{4b0} - v_{l0}$ e $v_{4c} = v_{4c0} - v_{l0}$, o modelo odq dos conversores trifásicos passa a ser representado pelas equações (3.55) e (3.56).

Desta forma, substituindo as equações (3.46)-(3.49), (3.52) e (3.53) nas equações (3.44) e (3.123), o modelo da tensão de circulação é representado por:

$$v_{o1} = i_{o1}(z_{1b} + z_{3b}) + i_{1a}(z_{1a} - z_{1b}) - i_{3a}(z_{3a} - z_{3b}) \quad (3.127)$$

$$v_{o2} = i_{o2}(z_{2o} + z_{4o}) + \sqrt{3}(i_{2d}z_{2od} + i_{2q}z_{2oq}) - \sqrt{3}(i_{4d}z_{4od} + i_{4q}z_{4oq}) \quad (3.128)$$

dessas equações, as tensões v_{o1} e v_{o2} permitem controlar as correntes de circulação i_{o1} e i_{o2} entre os conversores, respectivamente.

Considerando o sistema equilibrado ($z_{1a} = z_{1b} = z_{3a} = z_{3b} = z_1$ e $z_{2a} = z_{2b} = z_{2c} = z_{4a} = z_{4b} = z_{4c} = z_2$), e assumindo que $z_g = z_1$ e $z_l = \frac{z_2}{2}$, o modelo da topologia MT10B1B é representado pelo seguinte conjunto de equações:

$$v_g = e_g - z_g i_g \quad (3.129)$$

$$v_{ld} = e_{ld} + z_l i_{ld} \quad (3.130)$$

$$v_{lq} = e_{lq} + z_l i_{lq}. \quad (3.131)$$

$$v_{o1} = 2z_g i_{o1} \quad (3.132)$$

$$v_{o2} = 4z_l i_{o2} \quad (3.133)$$

A generalização da topologia proposta, com N conversores $CA-CC-CA$ conectados em paralelo, considerando $L'_g \neq 0$ e $L'_{l\beta} \neq 0$, é apresentada no apêndice C.2.

3.4.2 Estratégia PWM

As tensões de polo v_{ka0} , com $k = 1, 3$, dos conversores 1 e 3 em função dos estados de condução das chaves, são definidas pelas expressões (2.135) e (2.136), e as tensões de polo dos conversores trifásicos v_{2j0} e v_{4j0} , com $j = a, b, c$, em função dos estados de condução das chaves, são escritas das seguintes formas:

$$v_{2j0} = (2s_{q2j} - 1) \frac{v_c}{2} \quad (3.134)$$

$$v_{4j0} = (2s_{q4j} - 1) \frac{v_c}{2}. \quad (3.135)$$

Considerando que as tensões de referência v_1^* , v_{2d}^* , v_{2q}^* , v_3^* , v_{4d}^* , v_{4q}^* , v_{o1}^* e v_{o2}^* são fornecidas pelos controladores, tem-se:

$$v_1^* = v_{1a0}^* - v_{1b0}^* \quad (3.136)$$

$$v_{2d}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(v_{2a0}^* - \frac{v_{2b0}^*}{2} - \frac{v_{2c0}^*}{2} \right) \quad (3.137)$$

$$v_{2q}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} v_{2b0}^* - \frac{\sqrt{3}}{2} v_{2c0}^* \right) \quad (3.138)$$

$$v_3^* = v_{3a0}^* - v_{3b0}^* \quad (3.139)$$

$$v_{4d}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(v_{4a0}^* - \frac{v_{4b0}^*}{2} - \frac{v_{4c0}^*}{2} \right) \quad (3.140)$$

$$v_{4q}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} v_{4b0}^* - \frac{\sqrt{3}}{2} v_{4c0}^* \right) \quad (3.141)$$

$$v_{o1}^* = -v_{1a0}^* - v_{1b0}^* + v_{3a0}^* + v_{3b0}^* \quad (3.142)$$

$$v_{o2}^* = v_{2a0}^* + v_{2b0}^* + v_{2c0}^* - (v_{4a0}^* + v_{4b0}^* + v_{4c0}^*). \quad (3.143)$$

Os sinais de gatilho das chaves podem ser obtidos diretamente das equações de polo de referência v_{1a0}^* a v_{4c0}^* . Nesse caso, são necessárias dez equações para o cálculo do PWM. Logo, as equações fornecidas pelos controladores (3.136)-(3.143) não são suficientes para determinar os sinais de gatilho das chaves, portanto, é necessária a introdução de duas variáveis auxiliares, v_x^* e v_y^* , definidas por:

$$v_x^* = \frac{1}{2} (v_{1a0}^* + v_{1b0}^*) \quad (3.144)$$

$$v_y^* = \frac{1}{3} (v_{2a0}^* + v_{2b0}^* + v_{2c0}^*). \quad (3.145)$$

Assim, a partir das equações (3.52),(3.53), (3.136)-(3.145), as tensões de polo de referência serão definidas por

$$v_{1a0}^* = \frac{v_1^*}{2} + v_x^* \quad (3.146)$$

$$v_{1b0}^* = -\frac{v_1^*}{2} + v_x^* \quad (3.147)$$

$$v_{2a0}^* = v_{2a}^* + v_y^* \quad (3.148)$$

$$v_{2b0}^* = v_{2b}^* + v_y^* \quad (3.149)$$

$$v_{2c0}^* = v_{2c}^* + v_y^* \quad (3.150)$$

$$v_{3a0}^* = \frac{v_3^*}{2} + \frac{v_{o1}^*}{2} + v_x^* \quad (3.151)$$

$$v_{3b0}^* = -\frac{v_3^*}{2} + \frac{v_{o1}^*}{2} + v_x^* \quad (3.152)$$

$$v_{4a0}^* = v_{4a}^* - \frac{v_{o2}^*}{3} + v_y^* \quad (3.153)$$

$$v_{4b0}^* = v_{4b}^* - \frac{v_{o2}^*}{3} + v_y^* \quad (3.154)$$

$$v_{4c0}^* = v_{4c}^* - \frac{v_{o2}^*}{3} + v_y^* \quad (3.155)$$

onde as tensões v_{ka}^* , v_{kb}^* e v_{kc}^* , com $k = 2, 4$, são determinadas pelas expressões (3.103), (3.104) e (3.105), respectivamente.

Dessas equações, observa-se que as tensões de polo dependem das tensões v_1^* , v_{ka}^* , v_{kb}^* , v_{kc}^* , v_3^* , v_{o1}^* e v_{o2}^* , que são 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 mínimos das tensões de polo sejam respeitados a partir das equações (2.153)-(2.156), com $V_{x1}^* = \{v_1^*/2, -v_1^*/2, v_3^*/2 + v_{o1}^*/2, -v_3^*/2 + v_{o1}^*/2\}$ e $V_{y1}^* = \{v_{2a}^*, v_{2b}^*, v_{2c}^*, v_{4a}^* - v_{o2}^*/3, v_{4b}^* - v_{o2}^*/3, v_{4c}^* - v_{o2}^*/3\}$. Essas tensões são escritas em função de μ , a partir das equações (2.68) e (2.69).

Os sinais de gatilho das chaves podem ser obtidos pela comparação da tensão de polo com uma ou duas portadoras PWM. No caso de duas portadoras PWM, elas são defasadas de 180° , na qual a portadora v_{t1} é comparada com as tensões de polo dos conversores 1 e 2, e a portadora v_{t2} é comparada com as tensões de polo dos conversores 3 e 4.

3.4.3 Estratégia de Controle

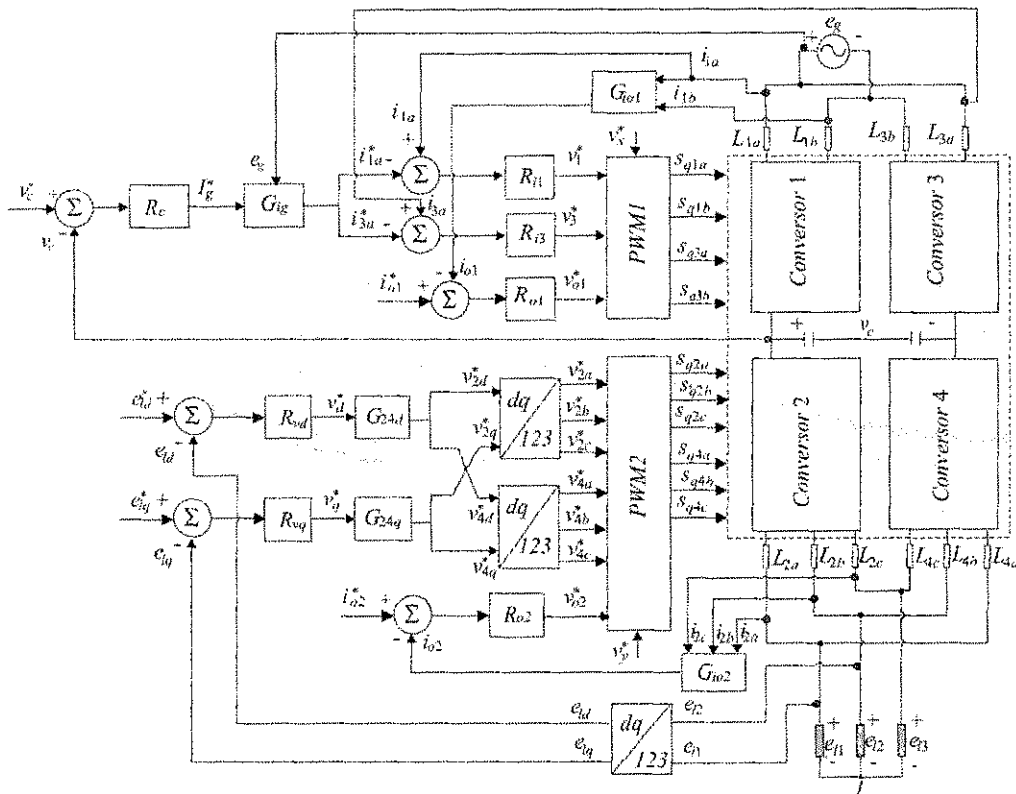


Figura 3.39: Diagrama de blocos do controle do conversor MT10B2B.

O diagrama de controle do conversor CA-CC-CA MT10B1B é mostrado na Figura 3.39. A partir desse diagrama de controle, a tensão v_c do barramento CC é regulada pelo controlador PI convencional, representado pelo bloco R_c no seu valor de referência v_c^* . Esse controlador fornece a amplitude de corrente de referência I_g^* desejada na rede monofásica.

O controle do fator de potência é obtido sincronizando a corrente instantânea de referência i_g^* com a tensão da rede monofásica, aplicando o bloco de sincronismo G_{ig} . As referências de corrente desejadas na entrada dos conversores 1 e 3, são iguais à metade da corrente da rede monofásica ($i_{1a}^* = i_{3a}^* = i_g^*/2$), de forma a dividir igualmente o fluxo de corrente entre os conversores CA-CC-CA em paralelo. Os controladores das correntes i_{1a}^* e i_{3a}^* são implementados usando dois controladores de dupla sequência, definidos pelas equações (2.71)-(2.73), representados pelos blocos R_{i1} e R_{i3} . Esses controladores definem as tensões de referência v_1^* e v_3^* , desejadas na entrada dos retificadores 1 e 3, respectivamente.

A corrente de circulação i_{o1} é determinada pelas equações (3.46) e (3.125) a partir das leituras das correntes i_{1a} e i_{1b} , sendo representada pelo bloco G_{io1} . Já a corrente de circulação i_{o2} é determinada pelas equações (3.47) e (3.126) a partir da leitura das correntes i_{2a} , i_{2b} e i_{2c} , sendo representada pelo bloco G_{io2} . Essas correntes de circulação são controladas pelos controladores de dupla sequência (R_{o1} e R_{o2}), definidos pelas equações (2.71)-(2.73), com $j = o1, o2$ e $m = j$, para os valores de referência $i_{o1}^* = 0$ e $i_{o2}^* = 0$. Esse controladores determinam as tensões de circulação de referência v_{o1}^* e v_{o2}^* .

O controle das tensões dq da carga trifásica é realizado por dois controladores PI de dupla sequência, representados pelos blocos R_{vd} e R_{vq} . Esses controladores são definidos pelas equações (2.71)-(2.73), com $\varepsilon_j = v_j^* - v_j$, $j = ld, lq$, $m = i$ e ω_e igual à frequência da carga. Na saída desses controladores, encontram-se as tensões de referência v_d^* e v_q^* . As tensões aplicadas a cada conversor são consideradas iguais à metade das tensões dq , ou seja, $v_{2d}^* = v_{4d}^* = v_d^*/2$ e $v_{2q}^* = v_{4q}^* = v_q^*/2$. Essas tensões são aplicadas aos blocos $dq/123$, determinando assim, as tensões v_{2a}^* , v_{2b}^* , v_{2c}^* , v_{4a}^* , v_{4b}^* e v_{4c}^* , como mostrado no diagrama de controle da Figura 3.39.

As tensões de referências, geradas pelos controladores v_1^* , v_3^* e v_{o1}^* , e a tensão auxiliar v_x^* são aplicadas ao bloco *PWM1*, enquanto as tensões v_{2a}^* , v_{2b}^* , v_{2c}^* , v_{4a}^* , v_{4b}^* , v_{4c}^* e v_{o2}^* e a tensão auxiliar v_y^* são aplicadas ao bloco *PWM2* para o cálculo das tensões de polo de referência, que são comparadas com uma ou duas portadoras PWM para gerar os sinais de gatilho das chaves do conversor CA-CC-CA proposto.

3.4.4 Análise da WTHD

As WTHDs das tensões $v_g = (v_1 + v_3)/2$, $v_{ld} = (v_{2d} + v_{4d})/2$ e $v_{lq} = (v_{2q} + v_{4q})/2$, da topologia MT10B1B, são iguais às WTHDs obtidas com a topologia MT10B2B, sendo mostradas nas Figuras 3.5 e 3.23 (veja as subseções 3.2.4 e 3.3.4).

3.4.5 Análise da THD para Diferentes Indutores de Filtro

As THDs da corrente i_g , da topologia MT10B1B, são iguais às THDs da topologia MT7B1B e são apresentadas na Figura 3.7 (veja a subseção 3.2.6). As THDs das correntes internas i_{1a} (do conversor 1) e i_{2a} (do conversor 2) são mostrados na Figura 3.40. As THDs das outras correntes

internas (i_{1b} , i_{3a} e i_{3b}) são similares as da corrente i_{1a} , e as THDs das correntes internas (i_{2b} , i_{2c} , i_{4a} , i_{4b} e i_{4c}) são similares as da corrente i_{2a} e não serão apresentadas.

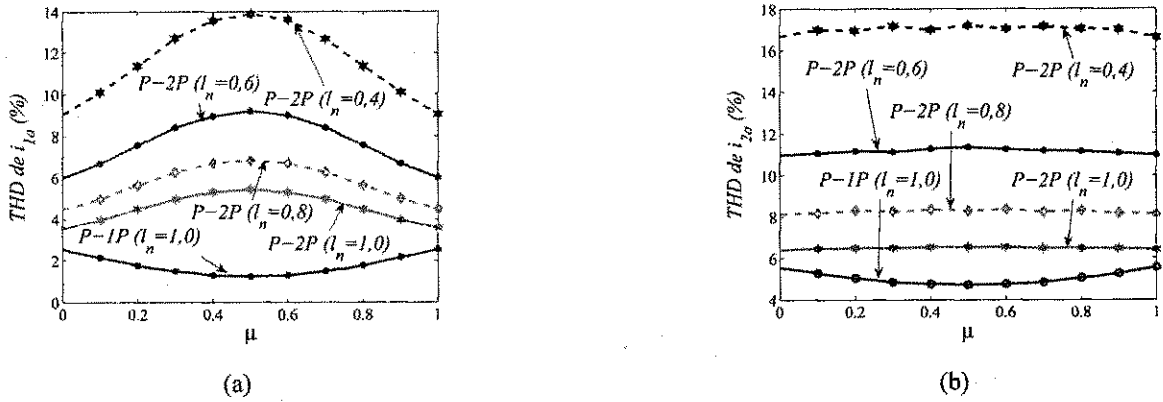


Figura 3.40: THDs das correntes internas em função de μ e l_n . (a) Corrente i_{1a} . (b) Corrente i_{2a} .

Desses resultados, observa-se que as THDs das correntes internas aumentam com a diminuição dos valores dos indutores de filtro. Assim, para $l_n = 0,6$, a THD da corrente da rede da topologia proposta é menor que a THD da topologia convencional, por outro lado, as THDs das correntes i_{1a} e i_{2a} , usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0$ ou $\mu = 1$, são 3,4 e 2,0 vezes maiores que as THDs obtidas com a topologia convencional, respectivamente.

3.4.6 Análise da THD em Função da Frequência Chaveamento

As THDs da corrente i_g , da topologia MT10B1B, obtidas para diferentes valores da frequência de chaveamento com $l_n = 1,0$, são iguais às THDs da topologia MT7B1B, discutida anteriormente, sendo mostradas na Figura 3.9.

3.4.7 Barramento CC

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 (3.146)-(3.155), a tensão mínima desejada no barramento CC para a topologia MT10B1B é:

$$v_c^* \geq \max |v_{1a0}^* - v_{1b0}^*| \quad (3.156)$$

$$v_c^* \geq \max |v_{2a0}^* - v_{2b0}^*| \quad (3.157)$$

$$v_c^* \geq \max |v_{ka0}^* - v_{kb0}^*| \quad (3.158)$$

$$v_c^* \geq \max |v_{kb0}^* - v_{kc0}^*| \quad (3.159)$$

$$v_c^* \geq \max |v_{kc0}^* - v_{ka0}^*| \quad (3.160)$$

com $k = 3, 4$. A partir da Figura 3.38, a tensão v_c^* mínima desejada no barramento CC da topologia MT10B1B é:

$$v_c^* \geq \max |v_{ka} - v_{kb}| \quad (3.161)$$

$$v_c^* \geq \max |v_{kb} - v_{kc}| \quad (3.162)$$

$$v_c^* \geq \max |v_{kc} - v_{ka}| \quad (3.163)$$

Dessas equações, percebe-se que a tensão v_c^* mínima desejada no barramento CC da topologia MT10B1B é igual à tensão do barramento CC da topologia MT10B2B, conforme mostrado na Figura 3.26, em função do ângulo de defasagem ε (veja a subseção 3.3.7).

A Figura 3.41 ilustra o espectro das harmônicas da corrente do capacitor da topologia convencional e da topologia MT10B1B. As curvas mostradas nessa figura são: topologia convencional, com $\mu = 0$, $\mu = 0,5$ e $\mu = 1$, e topologia proposta usando uma ou duas portadoras PWM, com $\mu = 0$, $\mu = 0,5$ e $\mu = 1$. Esses resultados foram obtidos a partir de um programa de simulação utilizando parâmetros apresentados na Tabela A.10.

Os espectros das harmônicas da corrente do capacitor da topologia MT10B1B com uma portadora PWM ou duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$ são iguais aos espectros das harmônicas da topologia convencional, como mostrado nas Figuras 3.41(b) e 3.41(c). Por outro lado, a maior redução nas harmônicas de alta frequência da corrente do capacitor é obtida usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0$ ou $\mu = 1$, veja a Figura 3.41(c).

A Tabela 3.9 mostra os valores normalizados da corrente $I_{c,rms}^{hf}$, calculados pela equação (2.93), a partir do espectro das harmônicas da corrente do capacitor mostrado na Figura 3.41. A maior redução da corrente $I_{c,rms}^{hf}$ foi obtida para a topologia proposta usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0$ ou $\mu = 1$. Nesse caso, a redução na corrente RMS de alta frequência foi de aproximadamente 38% em comparação com a topologia convencional, com $\mu = 0,5$.

Tabela 3.9: Corrente $I_{c,rms}^{hf}$ da topologia MT10B1B normalizada pela corrente $I_{c,rms}^{hf}$ da topologia convencional.

Estratégias PWM	Corrente $I_{c,rms}^{hf}(P)/I_{c,rms}^{hf}(C)$		
	$\mu = 0$	$\mu = 0,5$	$\mu = 1$
$P-1P$	1,06	1,0	1,06
$P-2P$	0,62	0,97	0,62

As perdas de potência de alta frequência ($P_{c,loss}^{hf}$) são definidas pela equação (2.94). Assim, considerando $ESR_{100Hz}(P) = ESR_{100Hz}(C)$, a redução nas perdas de potência de alta frequência nos capacitores do barramento CC da topologia MT10B1B, com $\mu = 0$ ou $\mu = 1$, foi de aproximadamente 62% em comparação com a topologia convencional.

3.4.8 Perdas nos Semicondutores

As perdas de condução (P_{cd}), perdas de chaveamento (P_{ch}) e as perdas totais ($P_t = P_{cd} + P_{ch}$) da topologia MT10B1B são iguais às perdas obtidas para a topologia MT10B2B (Figura 3.28 e Tabela 3.6), apresentadas na subseção 3.3.8.

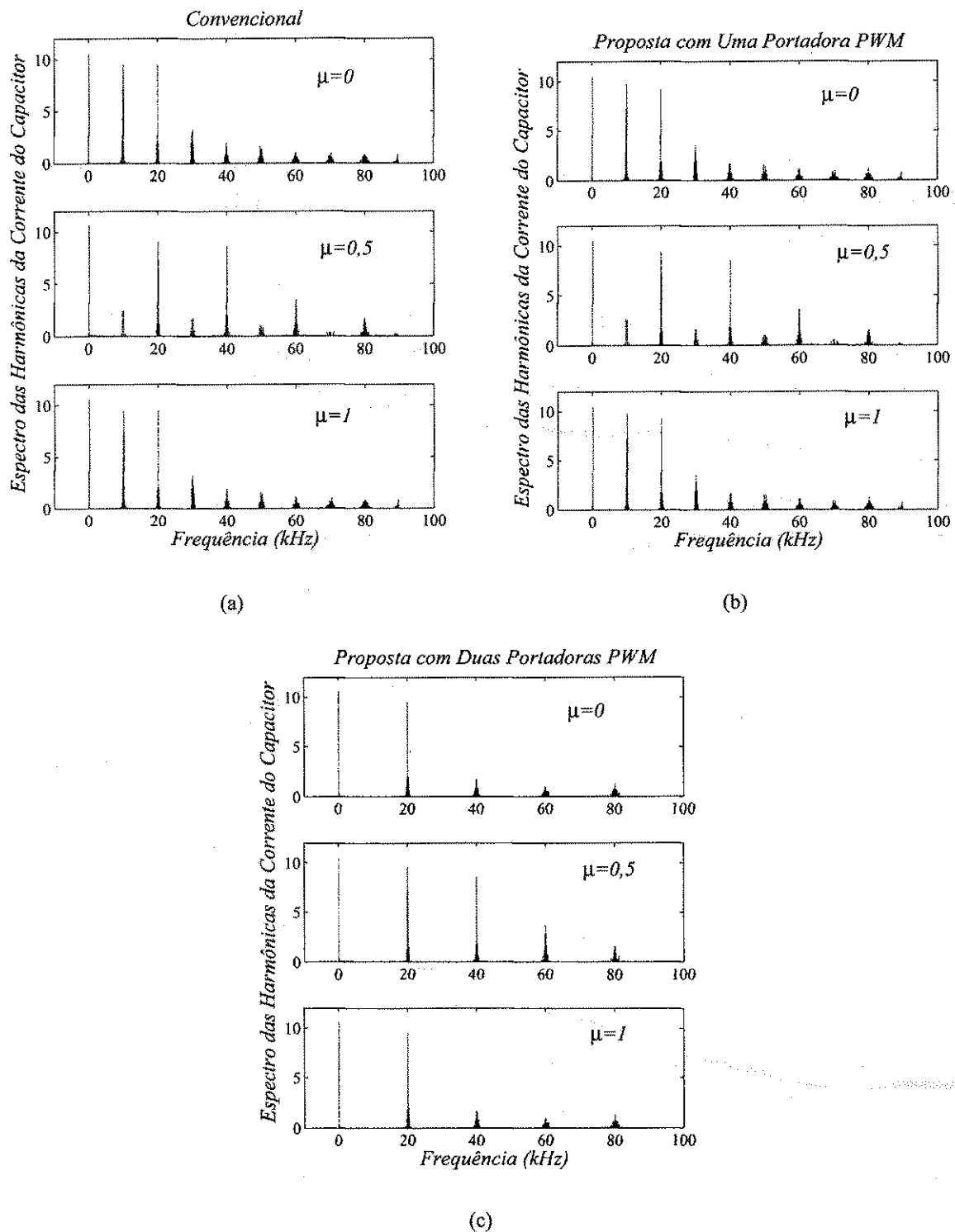


Figura 3.41: Espectro das harmônicas da corrente do capacitor i_c . (a) Topologia convencional. (b) Topologia MT10B1B usando uma portadora PWM. (c) Topologia MT10B1B usando duas portadoras PWM.

3.4.9 Resultados de Simulação

O comportamento dinâmico do conversor CA-CC-CA monofásico-trifásico em paralelo com dez braços e um barramento CC (MT10B1B), apresentado na Figura 3.38, foi estudado através de um programa de simulação, considerando o sistema equilibrado com os parâmetros apresentados na Tabela A.10.

Os resultados de simulação são apresentados nas Figuras 3.42-3.47. As curvas mostradas nessas figuras são: tensão e corrente da rede monofásica (e_g e i_g), correntes internas dos conversores 1 e 3 (i_{1a} e i_{3a}), correntes de circulação (i_{o1} e i_{o2}), tensão do barramento CC (v_c), correntes internas do conversor 2 (i_{2a} , i_{2b} e i_{2c}), correntes internas do conversor 4 (i_{4a} , i_{4b} e i_{4c}), correntes da carga trifásica (i_{l1} , i_{l2} e i_{l3}) e tensões da carga trifásica (e_{l1} , e_{l2} e e_{l3}).

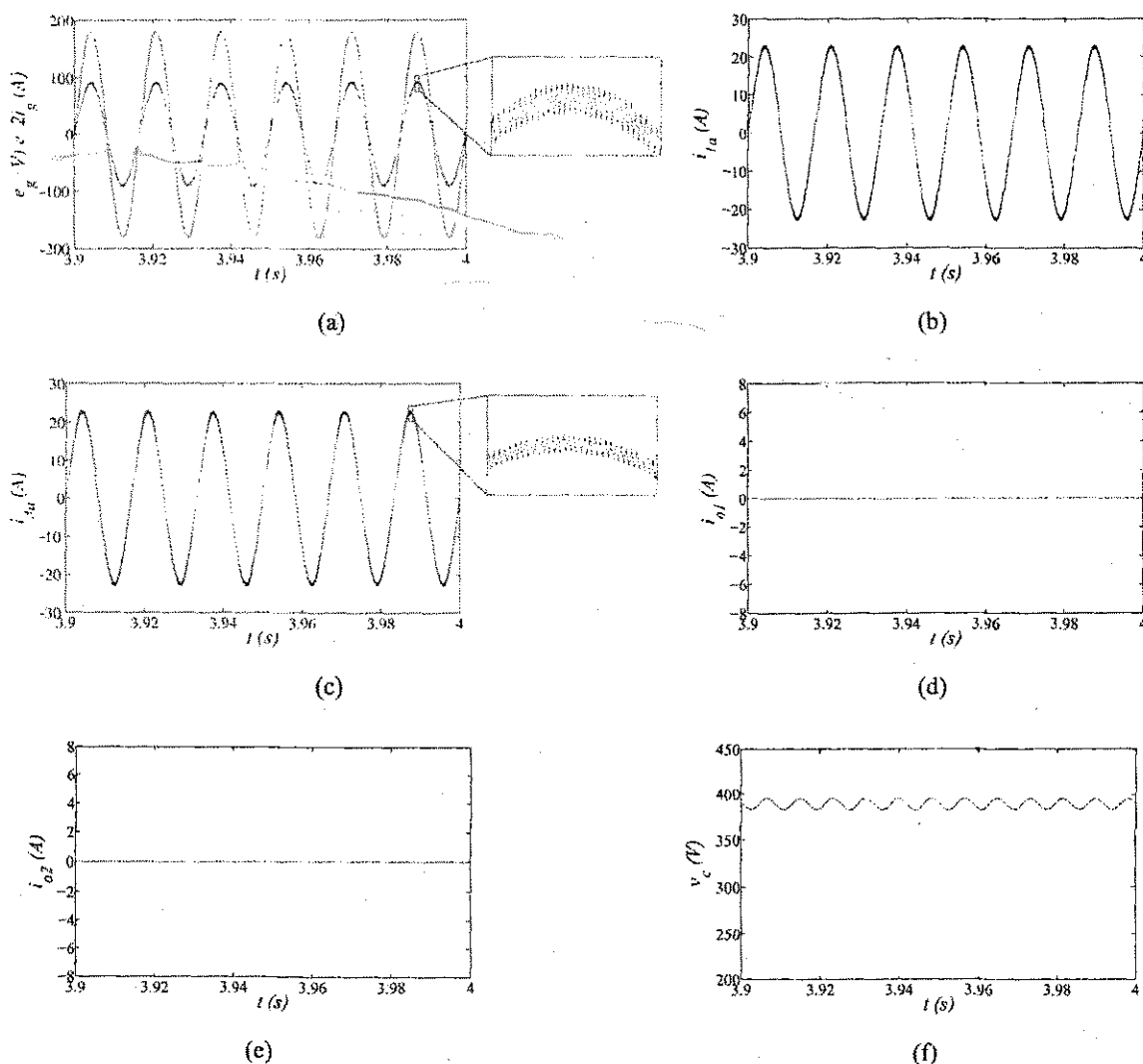


Figura 3.42: Resultados de simulação da topologia MT10B1B usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão e corrente da rede e_g e i_g . (b) Corrente i_{1a} . (c) Corrente i_{3a} . (d) Corrente de circulação i_{o1} . (e) Corrente de circulação i_{o2} . (f) Tensão do barramento CC v_c .

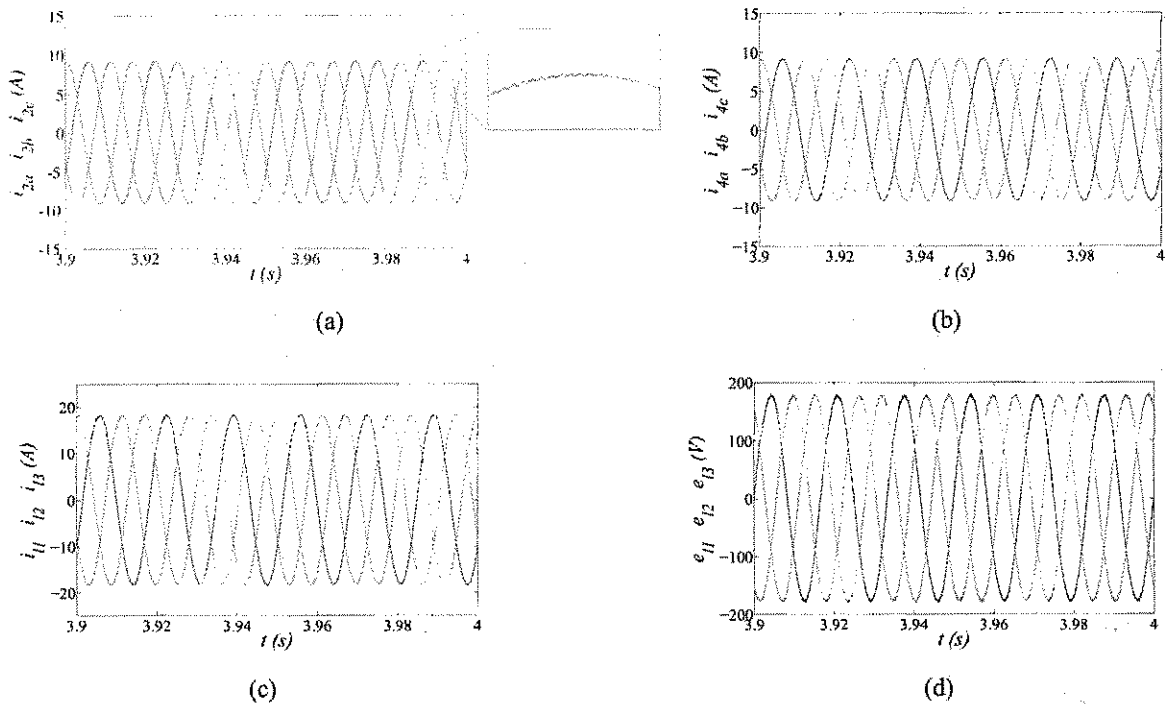


Figura 3.43: Resultados de simulação da topologia MT10B1B usando uma portadora PWM com $\mu = 0,5$. (a) Correntes i_{2a} , i_{2b} e i_{2c} (b) Correntes i_{4a} , i_{4b} e i_{4c} . (c) Correntes da carga i_{11} , i_{12} e i_{13} . (d) Tensões da carga e_{11} , e_{12} e e_{13} .

Exibem-se nas Figuras 3.42 e 3.43, os resultados utilizando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. Desses resultados, nota-se que a corrente i_g é senoidal e em fase com a tensão da rede [veja a Figura 3.42(a)]. Devido à conexão em paralelo, essa topologia permite reduzir a corrente nos conversores monofásicos [veja as Figuras 3.42(b), 3.43(a) e 3.43(b)]. Além disso, o sistema de controle garantiu: as correntes de circulação (i_{o1} e i_{o2}) nulas [Figuras 3.42(d) e 3.42(e)], a tensão do barramento CC regulada [como mostrado na Figura 3.42(f)], e as tensões fornecidas à carga trifásica, senoidais e equilibradas [conforme ilustrada na Figura 3.43(d)].

Nas Figuras 3.44 e 3.45, são vistos os resultados utilizando duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. Percebe-se que a corrente da rede i_g apresenta as mesmas componentes de alta frequência da corrente i_g do caso anterior, usando uma portadora PWM [Figura 3.44(a)]. Além disso, tem-se um aumento nas componentes de alta frequência nas correntes internas dos conversores 1 e 3 (i_{1a} e i_{3a}) e nas correntes de circulação (i_{o1} e i_{o2}), conforme mostrado nas Figuras 3.44(b), 3.44(c), 3.44(d) e 3.44(e). Da mesma forma, observa-se nas Figuras 3.45(a) e 3.45(b) o aumento das oscilações de alta frequência das correntes internas dos conversores 2 e 4.

Outros resultados com duas portadoras PWM são ilustrados nas Figuras 3.46 e 3.47, esses resultados foram obtidos com $\mu = 0$. Observa-se uma redução nas oscilações de alta frequência na corrente da rede i_g [como pode ser visto nas Figuras 3.46(a)]. Além disso, tem-se uma redução nas componentes de alta frequência nas correntes internas [Figuras 3.46(b), 3.46(c), 3.47(a) e 3.47(b)] e nas correntes de circulação [como mostrado nas Figuras 3.46(d) e 3.46(e)], quando comparadas

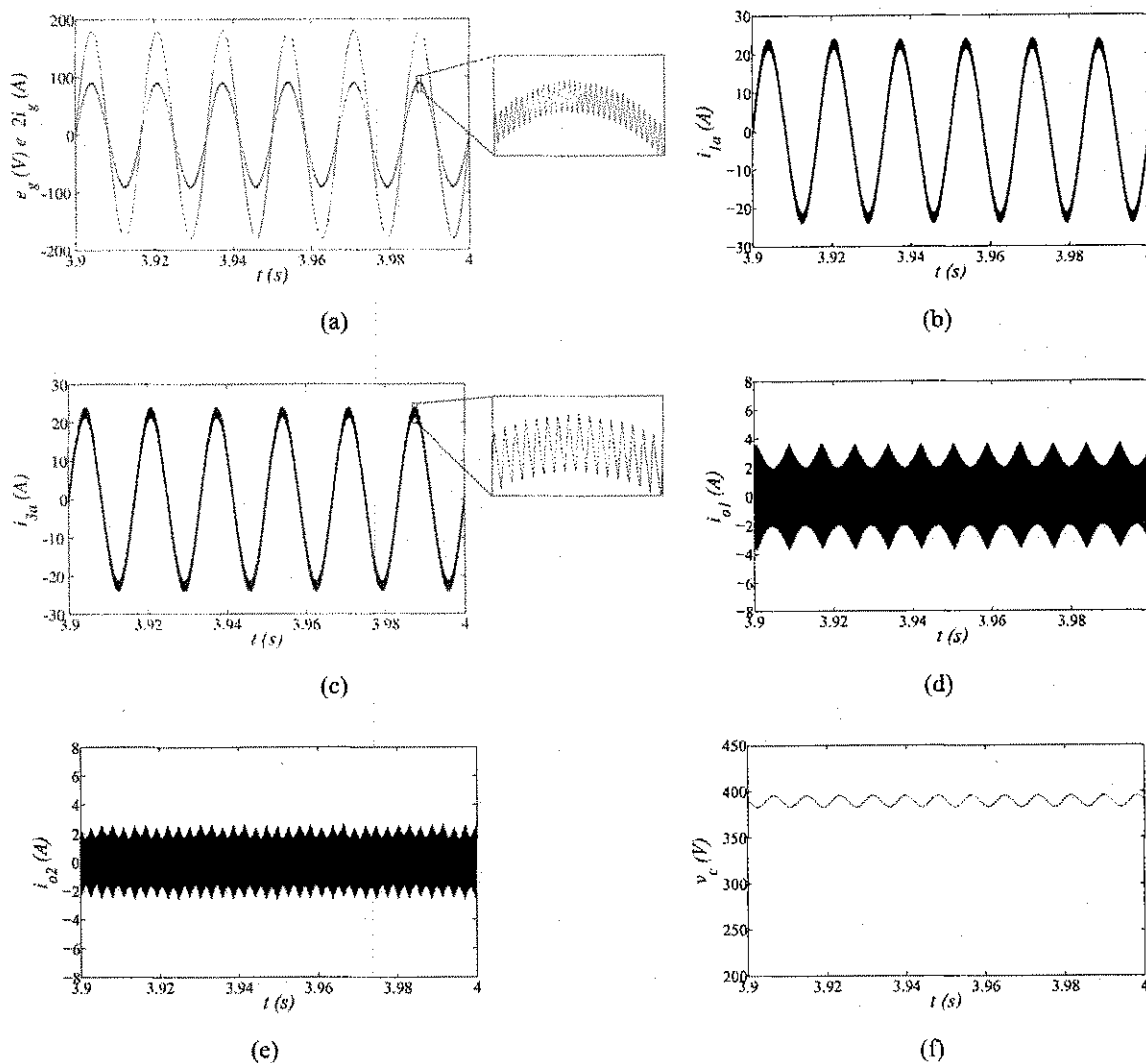


Figura 3.44: Resultados de simulação da topologia MT10B1B usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão e corrente da rede (e_g e i_g). (b) Corrente i_{1a} . (c) Corrente i_{3a} . (d) Corrente de circulação i_{o1} . (e) Corrente de circulação i_{o2} . (f) Tensão do barramento (v_c).

com o caso anterior usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$.

3.4.10 Resultados Experimentais

Nesta subseção, são mostrados os resultados experimentais obtidos a partir de uma plataforma de desenvolvimento experimental baseada em um microcomputador (PC-Pentium) equipado com placa de aquisição de dados e sensores. Os resultados foram obtidos de acordo com os parâmetros mostrados na Tabela 3.10. O objetivo desses resultados é mostrar o adequado funcionamento da topologia MT10B1B.

Nas Figuras 3.48 e 3.50, são mostrados os resultados experimentais da topologia proposta, em regime permanente, obtidos usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. As curvas mostradas

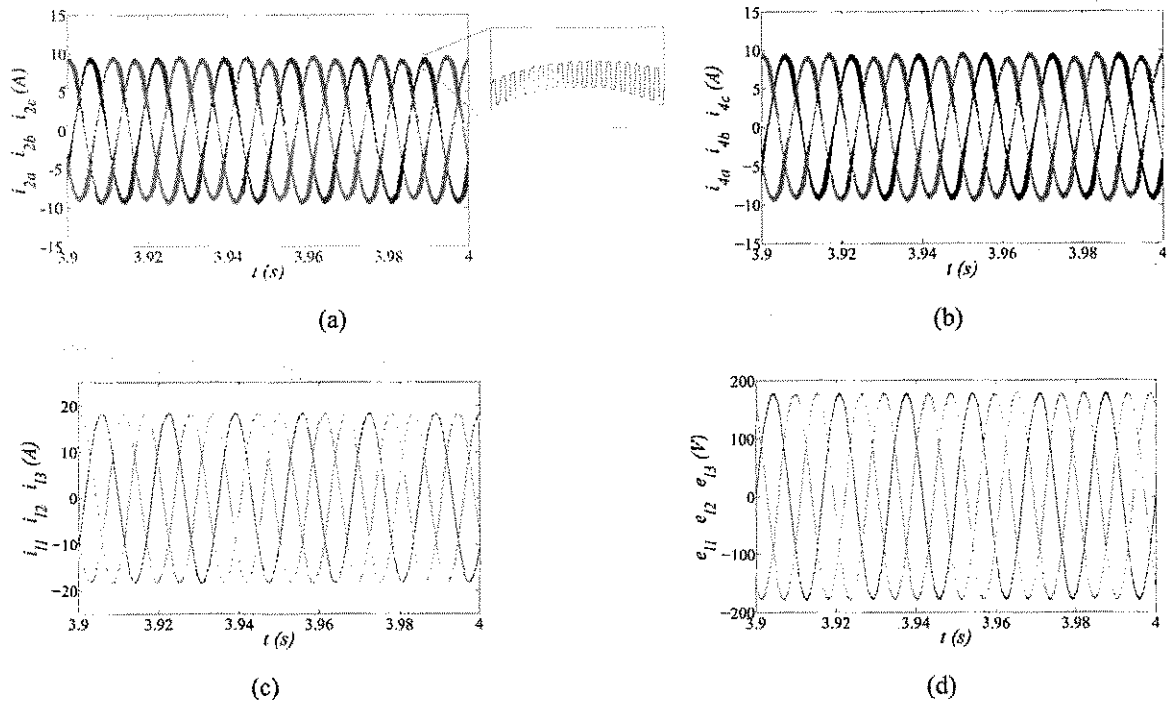


Figura 3.45: Resultados de simulação da topologia MT10B1B usando duas portadoras PWM com $\mu = 0,5$. (a) Correntes i_{2a} , i_{2b} e i_{2c} (b) Correntes i_{4a} , i_{4b} e i_{4c} . (c) Correntes da carga i_{11} , i_{12} e i_{13} . (d) Tensões da carga e_{11} , e_{12} e e_{13} .

Tabela 3.10: Parâmetros utilizados nos resultados experimentais da topologia MT10B1B.

Parâmetros	Valor
Tensão da rede (E_g)	55V (RMS)
Tensão da carga (E_l)	55V (RMS)
Carga: motor de indução	0,75kW
Carga: lâmpadas	300W
Tensão do barramento CC (v_c)	140V
Capacitância (C)	4400 μ F
Período de amostragem	100 μ s
Frequência de chaveamento f_{ch}	10kHz

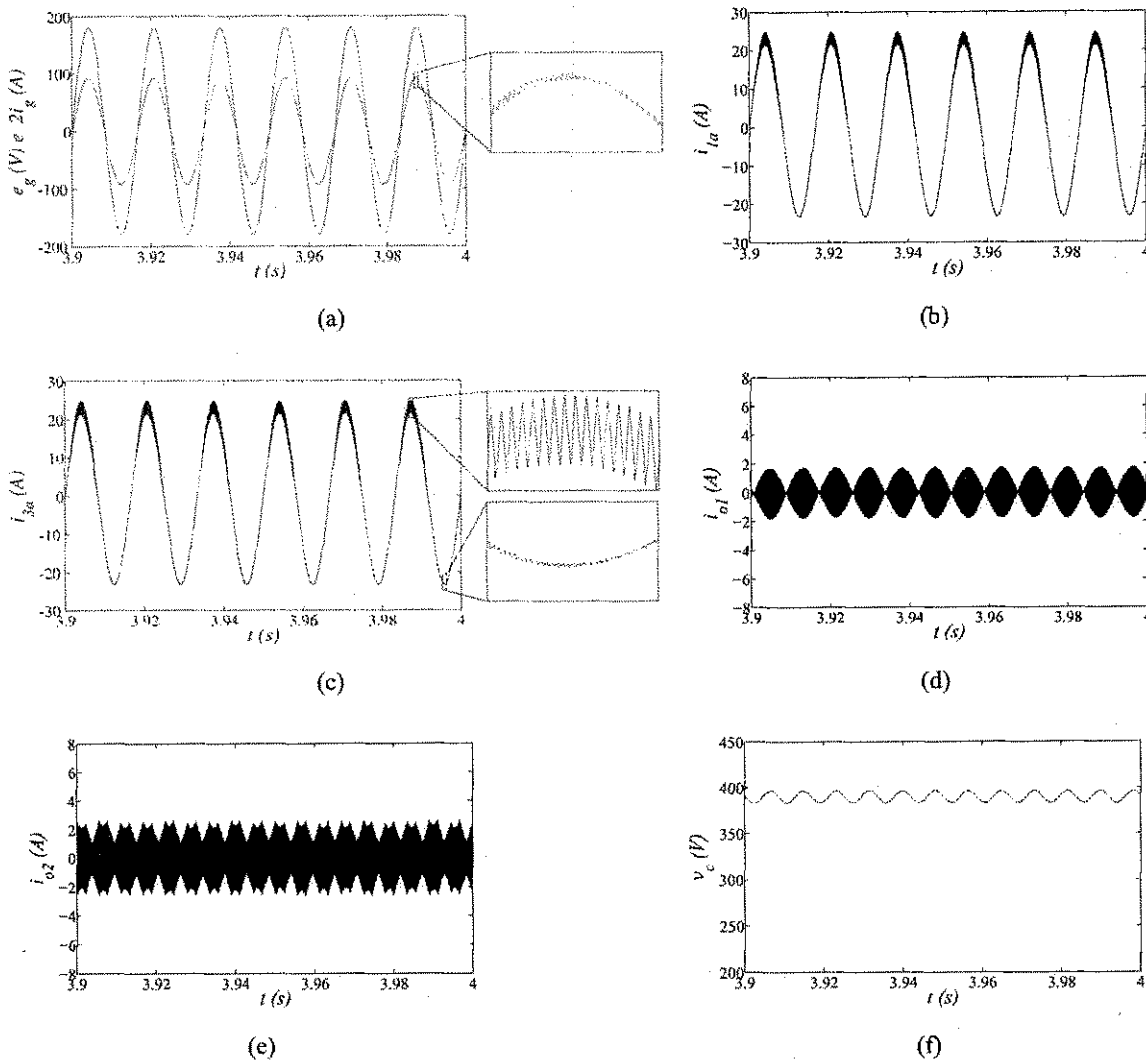


Figura 3.46: Resultados de simulação da topologia MT10B1B usando duas portadoras PWM com $\mu = 0$. (a) Tensão e corrente da rede e_g e i_g . (b) Corrente i_{1a} . (c) Corrente i_{3a} . (d) Corrente de circulação i_{o1} . (e) Corrente de circulação i_{o2} . (f) Tensão do barramento v_c .

nessas figuras são: tensão da rede (e_g), corrente da rede (i_g), correntes internas (i_{1a} e i_{3a}), correntes de circulação (i_{o1} e i_{o2}), tensão do barramento CC (v_c), correntes da carga (i_{l1} e i_{l2}) e tensões na carga (e_{l1} e e_{l2}).

Nas Figuras 3.48 e 3.49, podem se observar os resultados experimentais obtidos utilizando um motor de indução operando com uma frequência igual a 15Hz. Desses resultados, percebe-se o adequado funcionamento do sistema de controle garantindo: uma corrente na rede monofásica senoidal e em fase com a tensão [conforme mostrado na Figura 3.48(a)], as correntes de circulação (i_{o1} e i_{o2}) iguais a zero [veja as Figuras 3.48(d) e 3.49(b)], a tensão do barramento CC sob controle [Figura 3.49(a)], e as tensões fornecidas à carga trifásica senoidais e equilibradas [Figura 3.49(d)]. Contudo, percebe-se a existência de alguns ruídos nas correntes e tensões da carga devido aos sensores.

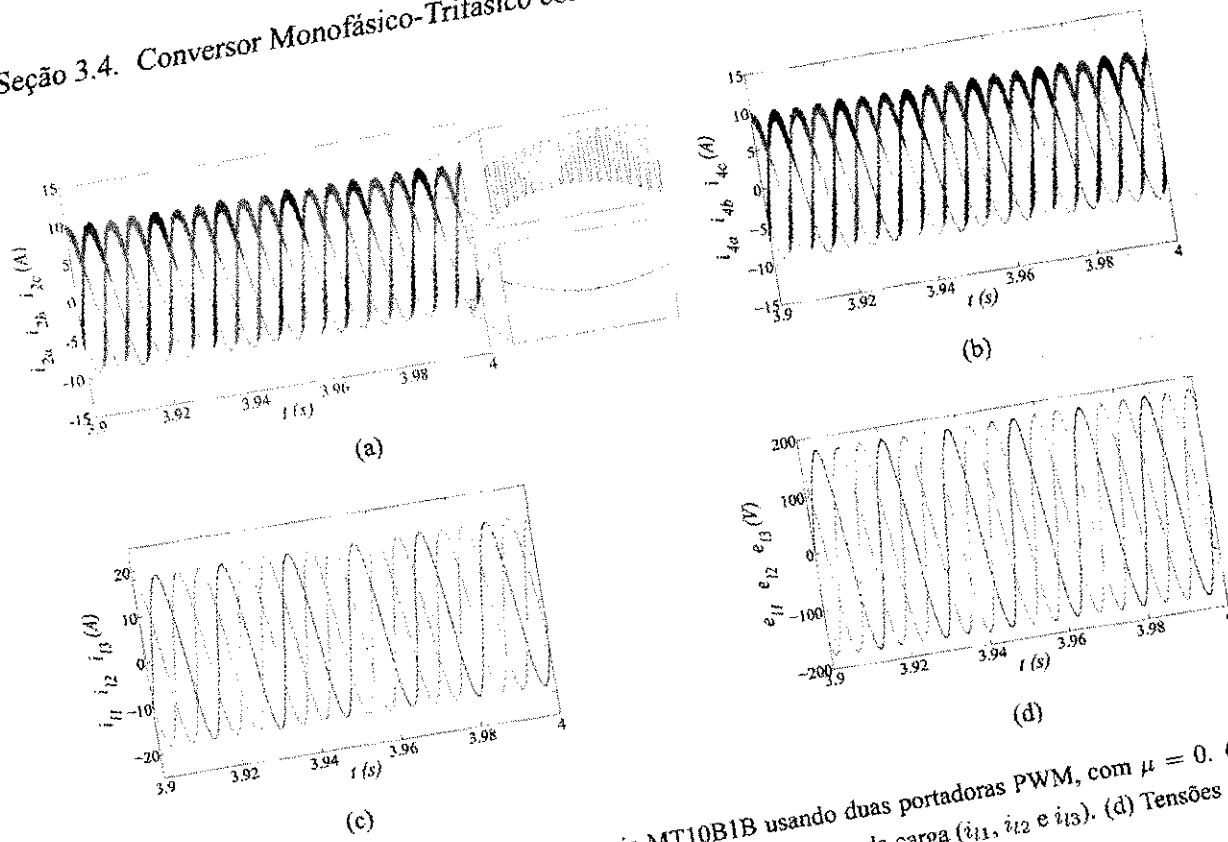


Figura 3.47: Resultados de simulação da topologia MT10B1B usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0$. (a) Correntes i_{2a} , i_{2b} e i_{2c} . (b) Correntes i_{4a} , i_{4b} e i_{4c} . (c) Correntes da carga (i_{11} , i_{12} e i_{13}). (d) Tensões da carga (e_{11} , e_{12} e e_{13}).

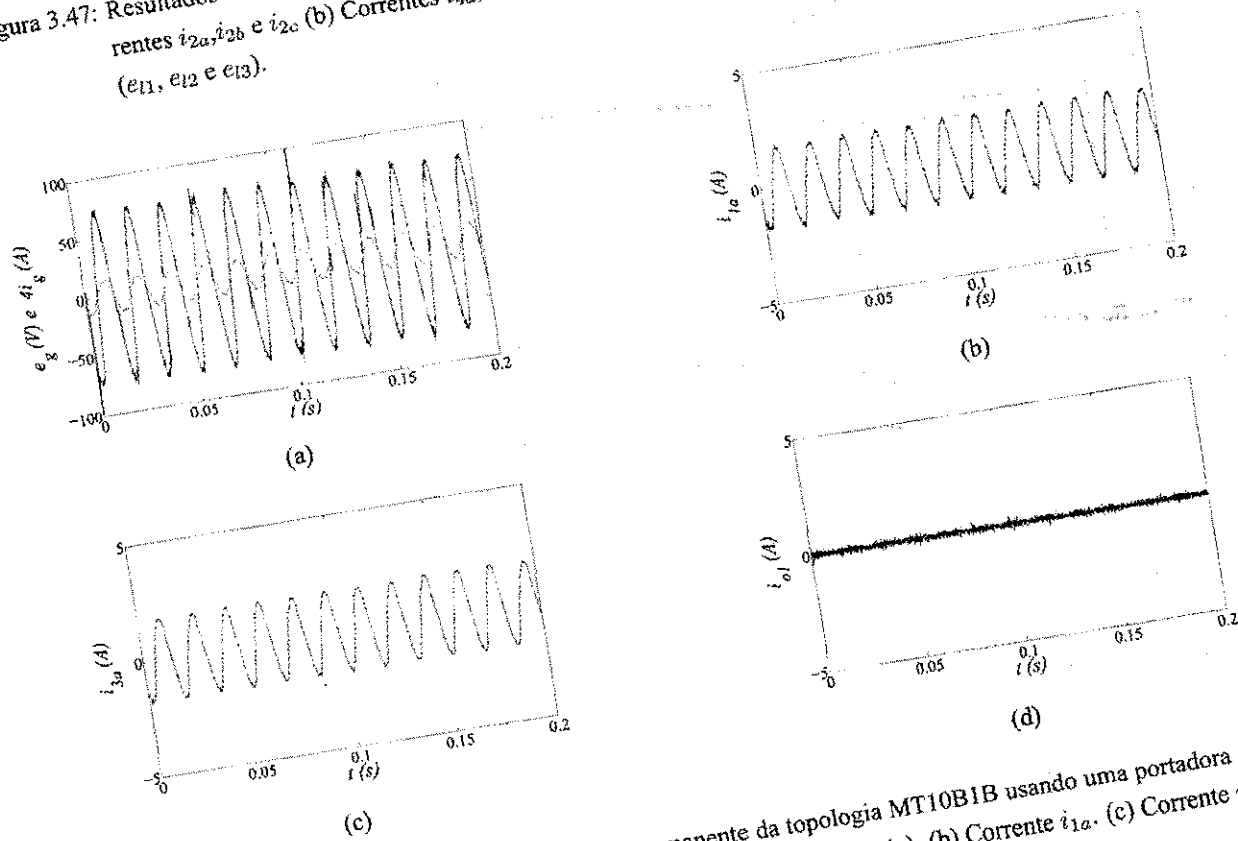


Figura 3.48: Resultados experimentais em regime permanente da topologia MT10B1B usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão e corrente da rede monofásica (e_g e i_g). (b) Corrente i_{1a} . (c) Corrente i_{3a} . (d) Corrente de circulação i_{o1} .

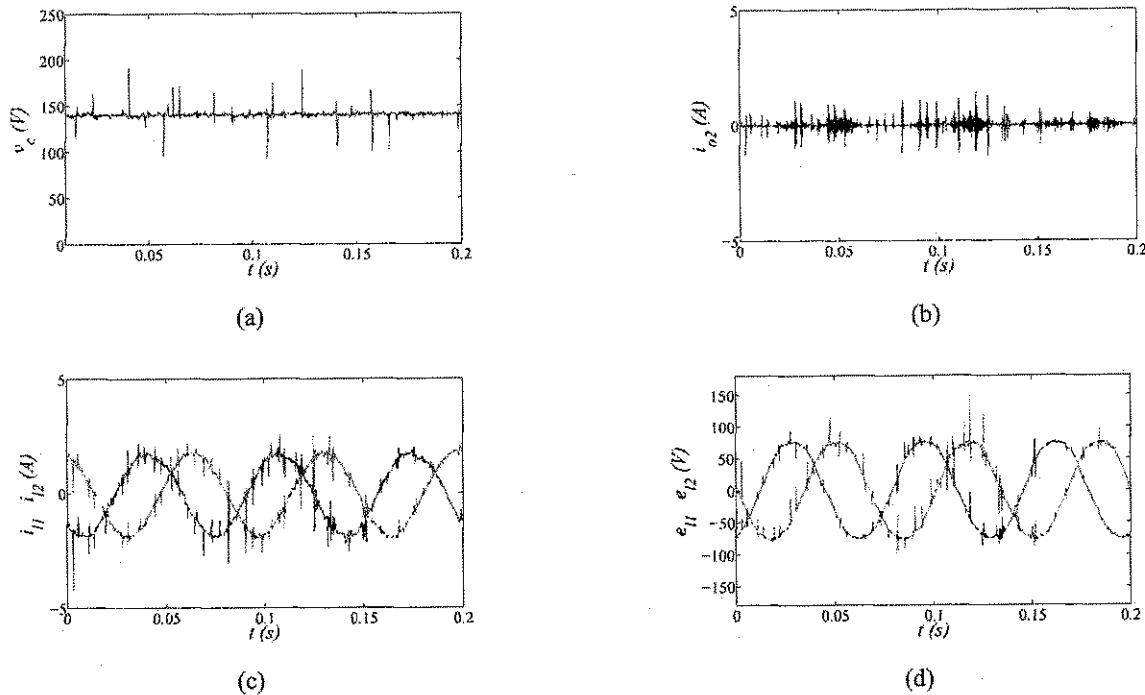


Figura 3.49: Resultados experimentais em regime permanente da topologia MT10B1B usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão do barramento CC (v_c). (b) Corrente de circulação i_{o2} . (c) Correntes da carga (i_{l1} e i_{l2}). (d) Tensões da carga (e_{l1} e e_{l2}).

Na Figura 3.50, são mostrados os resultados experimentais, em regime permanente, da topologia MT10B1B, retirados no osciloscópio nas mesmas condições dos resultados experimentais mostrados anteriormente (Figuras 3.48 e 3.49).

Desses resultados, percebe-se que a corrente da rede (i_g) [Figura 3.50(a)] e das correntes internas dos conversores 1 e 3 (i_{1a} e i_{3a}) [Figura 3.50(b)] são senoidais e estão em fase com a tensão da rede. Além disso, a corrente de circulação entre os conversores 1 e 3 é nula [como pode ser visto na Figura 3.50(c)]. A tensão do barramento CC está controlada [como mostrado na Figura 3.50(d)]. Por fim, as tensões fornecidas à carga são senoidais e equilibradas [conforme visto na Figura 3.50(f)].

Na Figura 3.51, são mostrados os resultados experimentais da topologia MT10B1B, quando ocorre um transitório de carga. Um transitório volts/hertz foi aplicado para a máquina trifásica, inicialmente com $V/Hz = 73V/20Hz$, e em seguida é variado para $V/Hz = 37V/10Hz$. Esses resultados foram obtidos usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. As curvas mostradas nessa figura são: tensão da rede (e_g), corrente da rede (i_g), correntes internas (i_{1a} , i_{1b} e i_{3a}), corrente de circulação (i_{o1}), tensão do barramento CC (v_c), correntes da carga (i_{l1} e i_{l2}) e tensões na carga (e_{l1} e e_{l2}).

A partir dos resultados mostrados, nota-se que, quando ocorre a redução na tensão e frequência da máquina, tem-se a redução da potência solicitada pela rede, como pode ser observado com a diminuição do fluxo de corrente fornecida pela rede (i_g), como ilustrado na Figura 3.51(a). A

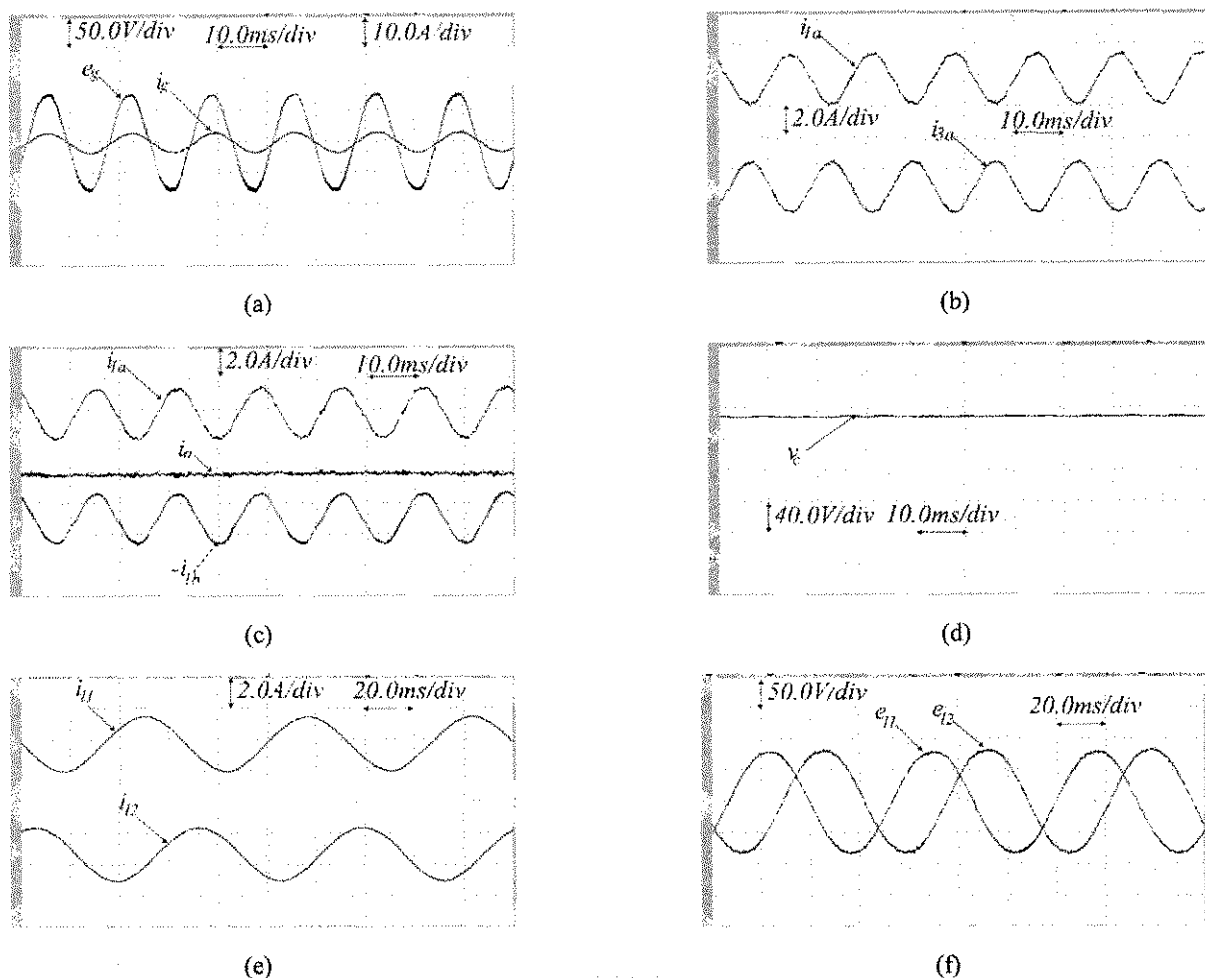


Figura 3.50: Resultados experimentais em regime permanente da topologia MT10B1B usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão e corrente da rede monofásica (e_g e i_g). (b) Correntes internas (i_{1a} e i_{1b}) e corrente de circulação i_{o1} . (c) Correntes i_{1a} e i_{3a} . (d) Tensão do barramento CC (v_c). (e) Correntes da carga (i_{l1} e i_{l2}). (f) Tensões da carga (e_{l1} e e_{l2}).

redução da corrente i_g implica na redução das amplitudes das correntes internas i_{1a} , i_{1b} e i_{3a} , como mostrado Figuras 3.51(b) e 3.51(c). A tensão do barramento CC permanece regulada no seu valor de referência, apresentando apenas uma pequena oscilação no momento em que ocorre o transitório [veja a Figura 3.51(e)]. A Figura 3.51(f) mostra o perfil da tensão na máquina quando ocorre o transitório volts/hertz, onde observa-se que as tensões trifásicas permanecem senoidais e equilibradas.

Exibem-se nas Figuras 3.52 e 3.53, os resultados experimentais considerando apenas os inversores trifásicos conectados em paralelo, esses resultados foram obtidos usando os parâmetros apresentados na Tabela 3.11. O objetivo desses resultados experimentais, é mostrar o comportamento das correntes da carga (máquina de indução) (i_{l1} e i_{l2}) e das correntes internas dos conversores 2 e 4 (i_{2a} e i_{4a}), com a utilização de uma ou duas portadoras PWM (*interleaved*).

Desses resultados fica evidente que com duas portadoras PWM, tem-se a redução nas com-

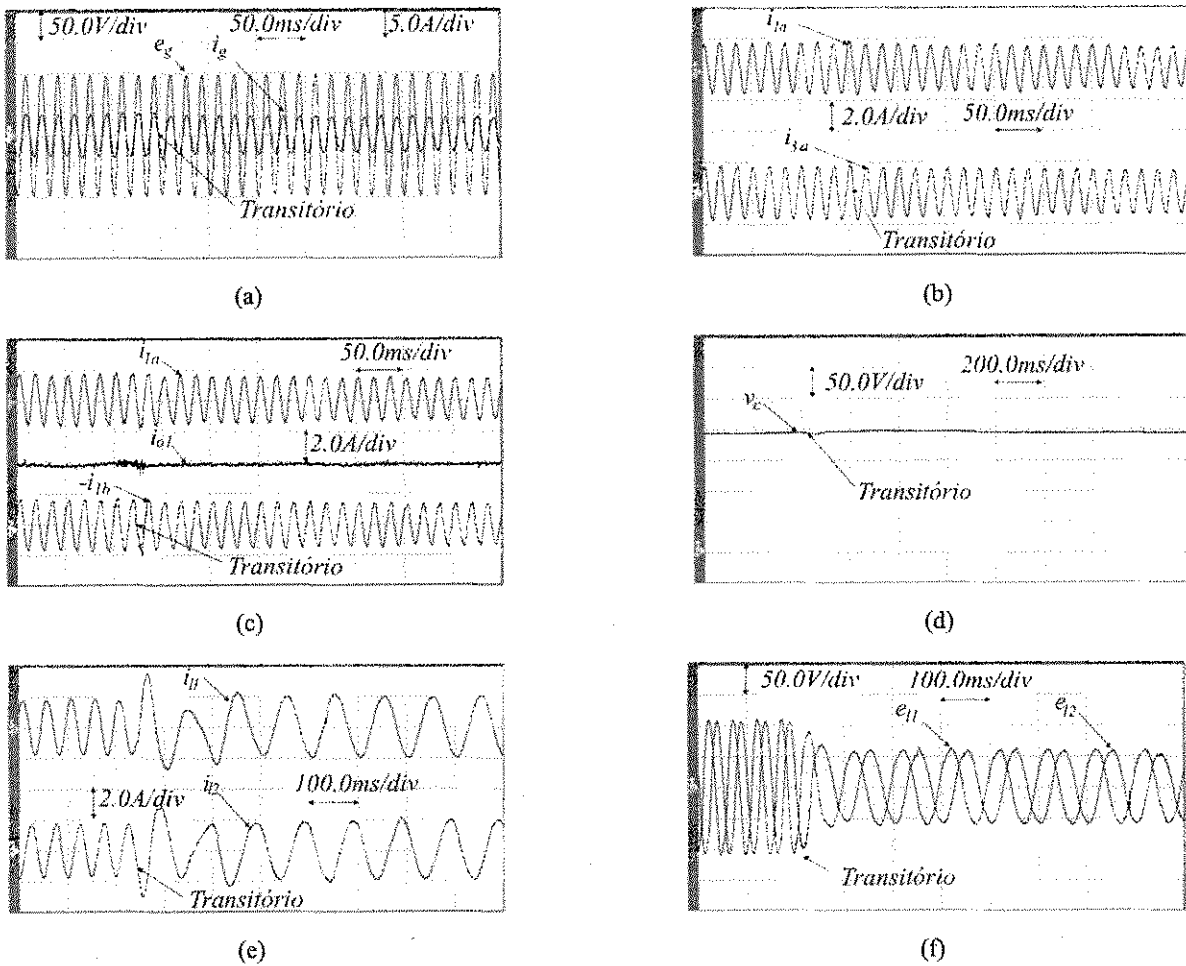


Figura 3.51: Resultados experimentais transitório volts/hertz da topologia MT10B1B usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão e corrente da rede monofásica (e_g e i_g). (b) Correntes internas (i_{1a} e i_{1b}) e de circulação i_{o1} . (c) Correntes i_{1a} e i_{3a} . (d) Tensão do barramento CC (v_c). (e) Correntes da carga (i_{l1} e i_{l2}). (f) Tensões da carga (e_{l1} e e_{l2}).

Tabela 3.11: Parâmetros utilizados nos resultados experimentais da topologia MT10B1B.

Parâmetros	Valor
Tensão da carga (E_l)	110V (RMS)
Carga: motor de indução	0,75kW
Carga: lâmpadas	500W
Tensão do barramento CC (v_c)	200V
Capacitância (C)	4400 μ F
Período de amostragem	100 μ s
Frequência de chaveamento (f_{ch})	10kHz

ponentes de alta frequência das correntes i_{l1} e i_{l2} [Figura 3.52(c)], quando comparadas com as correntes obtidas com uma portadora PWM [Figura 3.52(a)]. Contudo, tem-se o aumento das componentes de alta frequência das correntes internas i_{2a} e i_{2b} , conforme mostrado na Figura 3.52(d).

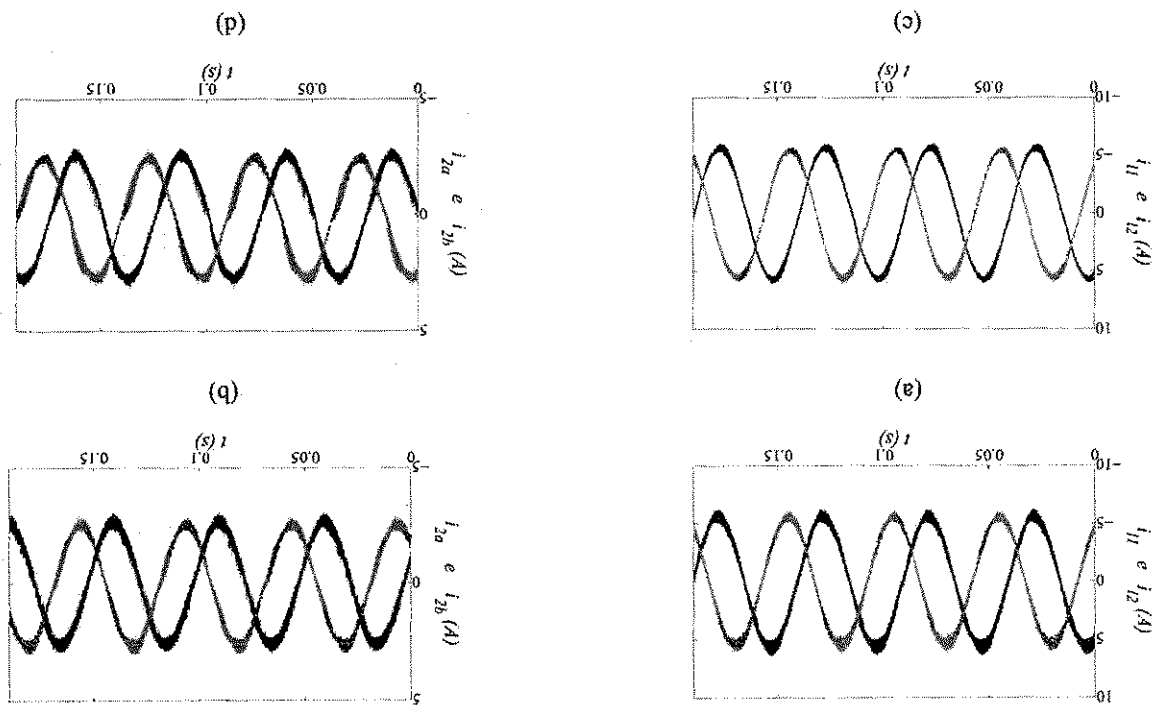
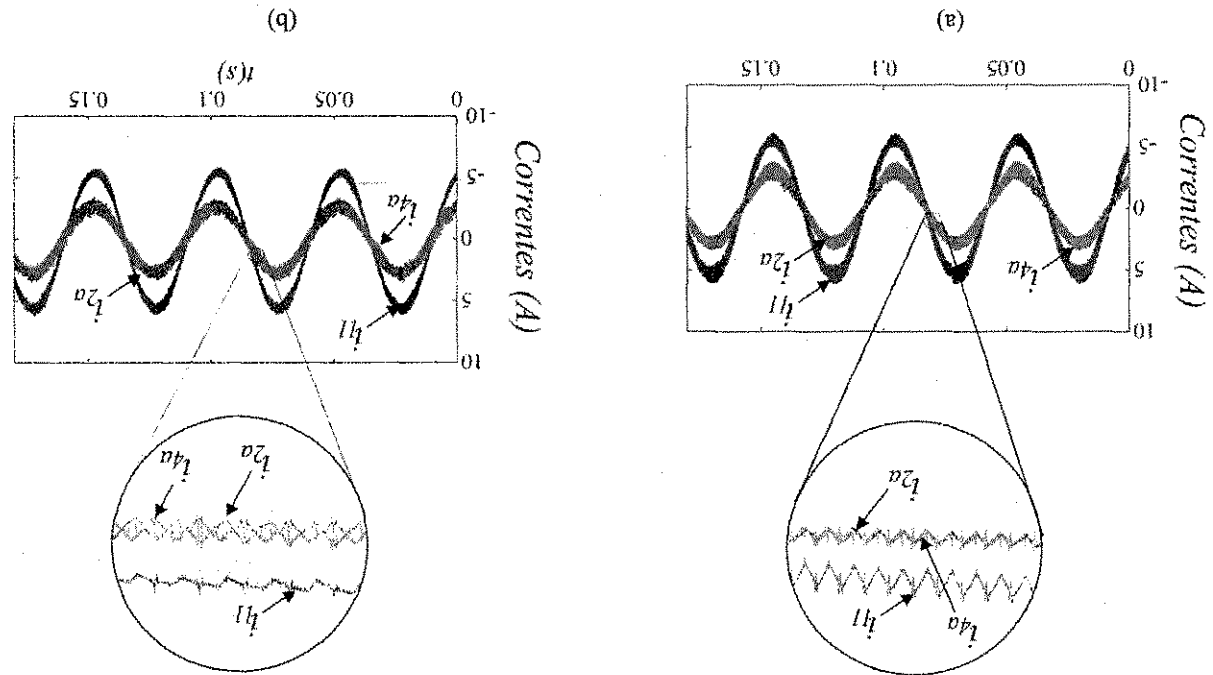


Figura 3.52: Resultados experimentais da topologia MT10B1B, com $\mu = 0,5$. (a) Correntes da carga (i_{11} e i_{12}), com uma portadora PWM. (b) Correntes internas (i_{2a} e i_{2b}), com uma portadora PWM. (c) Correntes da carga (i_{11} e i_{12}), com duas portadoras PWM. (d) Correntes internas (i_{2a} e i_{2b}), com duas portadoras PWM.

Figura 3.53: Resultados experimentais mostrando a influência da aplicação de uma ou duas portadoras PWM (interleaved). (a) Correntes i_{11} , i_{2a} e i_{4a} , com uma portadora PWM. (b) Correntes i_{11} , i_{2a} e i_{2b} , com duas portadoras PWM.



A explicação da redução das componentes de alta frequência das correntes da carga, mesmo com o aumento dessa componentes nas correntes internas, pode ser visto na Figura 3.53. Observa-se claramente que com duas portadoras PWM as componentes de alta frequência da corrente i_{2a} se cancelam com as da corrente i_{4a} , veja a Figura 3.53(b). Por outro lado, esse mesmo fenômeno não ocorre com o uso de uma portadora PWM, e as correntes da carga têm as mesmas componentes de alta frequência das correntes internas [como pode ser visto na Figura 3.53(a)].

Tabela 3.12: THDs obtidos experimentalmente da topologia MT10B1B.

THDs Experimentais		
Correntes	$P-1P (\mu = 0,5)$	$P-2P (\mu = 0,5)$
i_{l1}	3,71%	2,72%
i_{2a}	3,64%	5,39%
i_{4a}	3,80%	5,72%

São mostrados na Tabela 3.12, os valores das THDs das correntes i_{l1} e das correntes internas i_{2a} e i_{4a} , obtidos a partir dos resultados experimentais apresentados na Figura 3.53. As THDs mostradas nessa tabela são para o caso com uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$, e duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. Dos resultados apresentados, nota-se que eles estão de acordo com os valores das THDs obtidos em simulação. A maior redução no valor da THD da corrente i_{l1} é obtida com o uso de duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. Por outro lado, tem-se o aumento das THDs das correntes internas i_{2a} e i_{4a} . A redução da THD da corrente i_{l1} , em comparação ao caso com uma portadora PWM, foi de 27%, enquanto a THD da corrente interna i_{2a} teve um aumento de 48%.

3.4.11 Desempenho da Topologia MT10B2B

O desempenho da topologia MT10B1B, levando em consideração os três critérios de comparação abordados neste trabalho, em relação ao desempenho da topologia convencional, com $\mu = 0,5$, é apresentado na Tabela 3.13.

Tabela 3.13: Resumo do desempenho da topologia MT10B1B.

Topologia MT10B1B				
PWM	$P-1P$	$P-2P$		
Crítérios	$\mu = 0,5$	$\mu = 0,5$	$\mu = 0$ ou 1	
$WTHD$	i_g	1,0	1,0	0,52
	e_l	1,0	0,34	0,34
	i_{1a}	1,0	4,35	2,85
$THD(i_g)$	l_n	$\geq 1,0$	$\geq 1,0$	$\geq 0,4$
	f_{ch}	$\geq 10kHz$	$\geq 10kHz$	$\geq 4kHz$
$P_{c,loss}^{hf}$	1,0	0,94	0,38	
P_t	0,99	0,99	0,66	

De forma análoga à topologia anterior, o desempenho da topologia MT10B1B com uma portadora PWM é similar ao desempenho da topologia convencional. O melhor desempenho da to-

pologia MT10B1B é alcançado utilizando duas portadoras PWM, com $\mu = 0$ ou $\mu = 1$. Nesse caso, a redução das distorções harmônicas da corrente de entrada e das tensões de saída são, respectivamente, 62% e 66%, em comparação com a topologia convencional. Além disso, é possível diminuir as perdas nos capacitores do barramento CC em 62%, devido a redução da corrente RMS de alta frequência dos capacitores, aumentando o tempo de vida dos capacitores, e também, tem-se uma redução de 34% nas perdas totais nos semicondutores, quando comparada com a topologia convencional. Por fim, com essa estratégia PWM, tem-se uma atenuação nas componentes de alta frequência da corrente de circulação, quando comparada com o caso de duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$.

3.5 Comparação das Topologias

Nesta seção, é realizada a comparação entre as topologias monofásicas-trifásicas apresentadas neste capítulo. Para as topologias MT10B2B e MT10B1B o melhor desempenho foi obtido usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0$ ou $\mu = 1$, já para a topologia MT7B1B o melhor desempenho foi obtido usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0$ ou $\mu = 1$, nos conversores monofásicos e $\mu = 0,5$ no conversor trifásico.

As topologias MT10B2B e MT10B1B utilizam o dobro das chaves de potência da topologia convencional (vinte chaves), contudo, em comparação com a topologia convencional essas duas topologias podem reduzir: as WTHDs das correntes da rede (em 48%) e da tensão da carga (em 62%), as perdas nos semicondutores (em 34%) e as perdas de alta frequência no capacitor (em 40% para a configuração MT10B2B e 62% para a configuração MT10B1B), veja a Tabela 3.14.

Tabela 3.14: Comparação das topologias monofásicas-trifásicas.

Topologias Monofásicas-Trifásicas					
PWM	Convencional	MT7B1B	MT10B2B	MT10B1B	
Crítérios	$\mu = 0,5$	$\mu = 0$ ou 1	$\mu = 0$ ou 1	$\mu = 0$ ou 1	
Nº de Chaves	10	14	20	20	
Nº de Barramentos CC	1	1	2	1	
Frequência da Carga	Diferente	Diferente	Diferente	Diferente	
WTHD	i_g	1,0	0,52	0,52	0,52
	e_t	1,0	1,0	0,38	0,38
	i_{1a}	1,0	2,74	2,10	2,85
THD(i_g)	l_n	1,0	$\geq 0,4$	$\geq 0,4$	$\geq 0,4$
	f_{ch}	10kHz	$\geq 4kHz$	$\geq 4kHz$	$\geq 4kHz$
$P_{c,loss}^{hf}$	1,0	0,53	0,60	0,38	
P_t	1,0	0,79	0,66	0,66	

Dentre as três topologias apresentadas, a topologia MT10B1B tem melhor desempenho, pois utiliza um único barramento CC e apresenta uma maior redução: nos esforços das chaves de potência no lado do inversor trifásico, nas perdas de chaveamento, nas perdas de condução e nas dis-

torções harmônicas das tensões e correntes da carga. Além disso, essa topologia apresenta uma maior redução nas perdas de alta frequência dos capacitores do barramento *CC* em comparação com as outras topologias, o que significa um maior tempo de vida para os capacitores do barramento *CC*.

3.6 Conclusões

Foi apresentado, nesse capítulo, três novas topologias de conversores *CA-CC-CA* monofásicos-trifásicos conectados em paralelo sem uso de transformadores. Duas das configurações propostas são compostas pela conexão direta de dois conversores em ponte completa *CA-CC-CA* em paralelo: (i) *MT10B2B*, com dois barramentos *CC* e (ii) *MT10B1B*, compartilhando um único barramento *CC*. Na outra configuração proposta (*MT7B1B*), apenas os conversores monofásicos estão conectados em paralelo.

As topologias propostas permitem reduzir o fluxo de corrente entre os conversores monofásicos em comparação com a topologia convencional, diminuindo assim o fluxo de potência e as perdas de condução. Nas topologias *MT10B1B* e *MT10B2B*, têm-se a redução do fluxo de corrente nos conversores trifásicos, no lado da carga. Com as topologias propostas, usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0$ ou $\mu = 1$, foi possível reduzir as THDs da corrente da rede, em comparação com a topologia convencional.

Para todas as topologias, foi possível reduzir a corrente RMS de alta frequência do barramento *CC*. Como consequência, houve diminuição das perdas de alta frequência e do esforço dos capacitores, aumentando assim o tempo de vida do barramento *CC*, em comparação com a topologia convencional. Contudo, para a topologia com dois barramentos *CC*, utilizou-se o dobro da capacitância mínima necessária.

Comparando as topologias em ponte completa (*MT10B2B* e *MT10B1B*), conclui-se que a topologia *MT10B1B* é mais vantajosa que a *MT10B2B*, devido aos seguintes fatores: (i) maior redução nas perdas de alta frequência dos capacitores do barramento *CC*, (ii) utiliza somente um barramento *CC*, e (iii) divide o fluxo de corrente igualmente entre os conversores conectados em paralelo, mesmo havendo um desequilíbrio nos indutores de filtro.

Por fim, resultados de simulação e os experimentais em regime permanente, com o uso de uma ou duas portadoras PWM, e resultados com transitórios de carga foram apresentados e comparados, com o objetivo de mostrar o adequado funcionamento e a viabilidade das topologias propostas.

Capítulo 4

Conversores *CA-CC-CA* Trifásicos-Trifásicos

4.1 Introdução

Um dos cenários em que o paralelismo de conversores *CA-CC-CA* trifásicos-trifásicos pode ser aplicado é em situações nas quais os níveis de correntes são maiores que os níveis de corrente suportados pelos semicondutores. Nesse cenário, pode-se destacar a geração de energia eólica, pois a cada dia, os fabricantes de turbinas eólicas vêm aumentando cada vez mais a capacidade de geração das turbinas, com geradores com potências superiores a 1MW, podendo chegar a 5MW, e com níveis de tensão inferiores a 1kV [36]. Quando o gerador é conectado diretamente à rede pelo conversor *CA-CC-CA*, para enviar a energia gerada pela turbina para a rede, um único conversor *CA-CC-CA* não consegue processar toda a potência gerada, devido às limitações de corrente dos dispositivos semicondutores. Nesse contexto, o paralelismo de conversores *CA-CC-CA* vem sendo aplicado na tentativa de aumentar a capacidade de potência processada pelo conversor *CA-CC-CA* [12], [13], [14] e [97].

Contudo, neste capítulo, será explorado um outro cenário, que é a utilização de conversores *CA-CC-CA* conectados em paralelo para aplicações de baixa e média potência, a fim de melhorar 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 4.1(a)].

Nesse contexto, são estudadas duas topologias de conversores *CA-CC-CA* trifásicos-trifásicos conectados em paralelo sem uso de transformadores, que são mostradas na Figura 4.1. As topologias apresentadas são: conversor trifásico-trifásico com doze braços (vinte e quatro chaves de potência) e dois barramentos *CC*, denominada topologia TT12B2B [Figura 4.1(b)], conversor trifásico-trifásico com doze braços (vinte e quatro chaves de potência) e um barramento *CC*, denominada topologia TT12B1B [Figura 4.1(c)].

Existe uma vasta área de aplicações onde as topologias de conversores *CA-CC-CA* trifásicos

conectados em paralelo podem ser empregadas, das quais podem-se destacar: (i) fontes de tensão ininterruptas (UPS), (ii) filtros ativos universais, (iii) acionamentos de máquinas elétricas trifásicas, (iv) acionamento de máquinas elétricas hexafásicas e (v) sistema de geração distribuído, particularmente geração eólica.

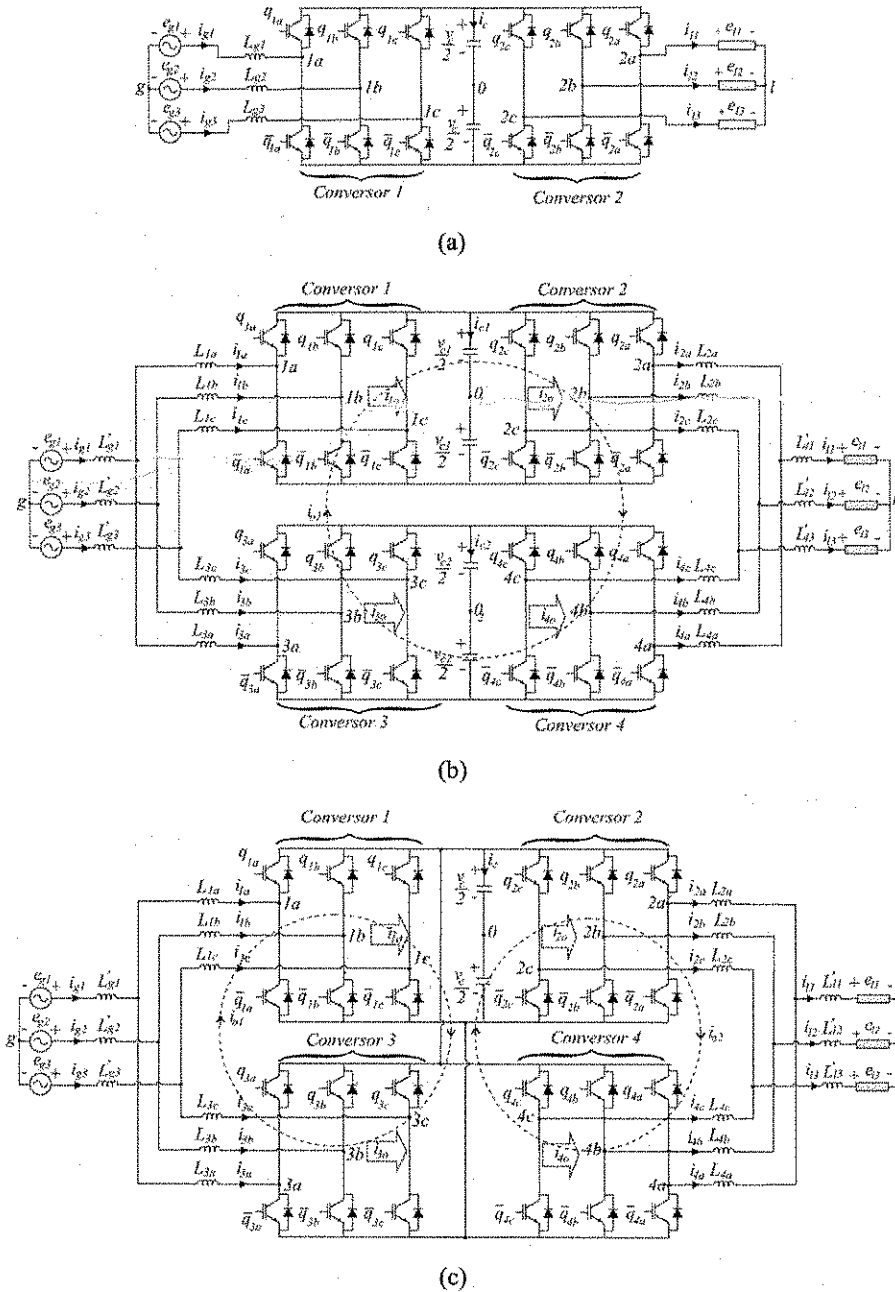


Figura 4.1: Topologias de conversores trifásico-trifásico. (a) Convencional. (b) Com doze braços e dois barramentos CC (TT12B2B). (c) Com doze braços e um barramento CC (TT12B1B).

4.2 Conversor Trifásico-Trifásico com Doze Braços e dois Barramentos CC

A configuração TT12B2B (conversor CA-CC-CA trifásico-trifásico com doze braços e dois barramentos CC), mostrada na Figura 4.2, é composta por quatro conversores trifásicos (conversores 1, 2, 3 e 4), uma carga trifásica (máquina de indução), dois barramentos CC e dezoito indutores de filtro $L'_{g\beta}$, L_{ka} , L_{kb} , L_{kc} e $L'_{l\beta}$, com $k = 1, 2, 3, 4$ e $\beta = 1, 2, 3$. Os conversores 1, 2, 3 e 4 são formados pelas chaves q_{ka} , \bar{q}_{ka} , q_{kb} , \bar{q}_{kb} , q_{kc} e \bar{q}_{kc} .

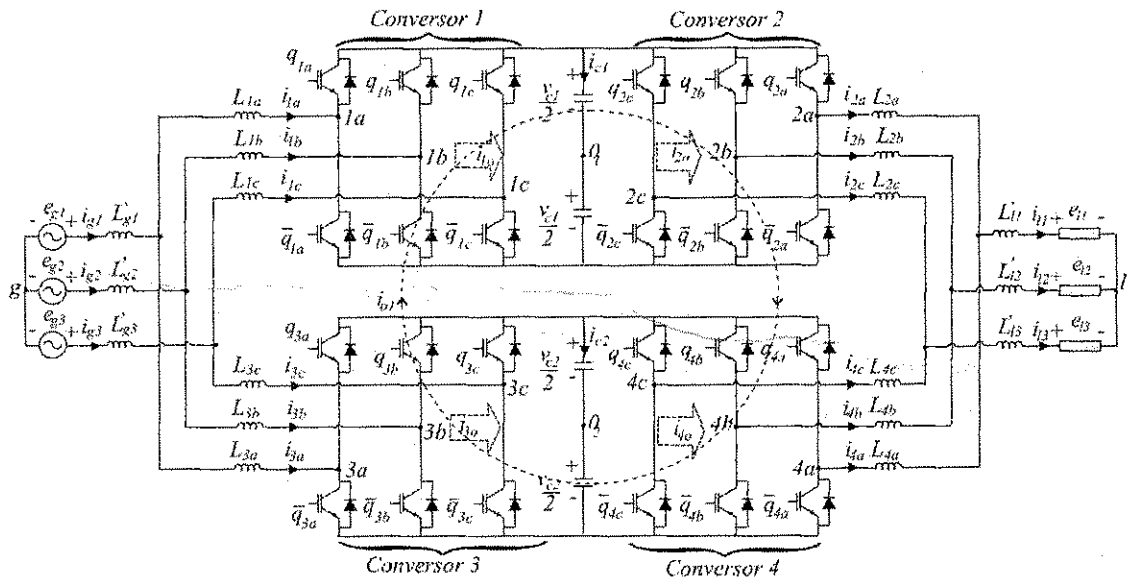


Figura 4.2: Conversor CA-CC-CA trifásico-trifásico com doze braços e dois barramentos CC (TT12B2B).

4.2.1 Modelo Dinâmico

O modelo do conversor TT12B2B, mostrado na Figura 4.2, considerando $L'_{g\beta} = L'_{l\beta} = 0$, com $\beta = 1, 2, 3$, é apresentado a seguir. Considerando os conversores 1 e 3, o seguinte conjunto de equações é encontrado:

$$e_{g1} = z_{1a}i_{1a} + v_{1a0_1} - v_{g0_1} \quad (4.1)$$

$$e_{g2} = z_{1b}i_{1b} + v_{1b0_1} - v_{g0_1} \quad (4.2)$$

$$e_{g3} = z_{1c}i_{1c} + v_{1c0_1} - v_{g0_1} \quad (4.3)$$

$$e_{g1} = z_{3a}i_{3a} + v_{3a0_2} - v_{g0_2} \quad (4.4)$$

$$e_{g2} = z_{3b}i_{3b} + v_{3b0_2} - v_{g0_2} \quad (4.5)$$

$$e_{g3} = z_{3c}i_{3c} + v_{3c0_2} - v_{g0_2} \quad (4.6)$$

com

$$v_{g0_1} = \frac{1}{3}(v_{1a0_1} + v_{1b0_1} + v_{1c0_1}) \quad (4.7)$$

$$v_{g0_2} = \frac{1}{3}(v_{1a0_2} + v_{1b0_2} + v_{1c0_2}) \quad (4.8)$$

onde $z_{1a} = r_{1a} + l_{1a}p$, $z_{1b} = r_{1b} + l_{1b}p$, $z_{1c} = r_{1c} + l_{1c}p$, $z_{3a} = r_{3a} + l_{3a}p$, $z_{3b} = r_{3b} + l_{3b}p$ e $z_{3c} = r_{3c} + l_{3c}p$ são as impedâncias dos indutores L_{1a} , L_{1b} , L_{1c} , L_{3a} , L_{3b} e L_{3c} , respectivamente, 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_{1a0_1} , v_{1b0_1} e v_{1c0_1} são as tensões de polo do conversor 1, v_{3a0_2} , v_{3b0_2} e v_{3c0_2} são as tensões de polo do conversor 3, i_{1a} , i_{1b} e i_{1c} são as correntes internas do conversor 1 e i_{3a} , i_{3b} e i_{3c} são as correntes internas do conversor 3.

Já os conversores 2 e 4 são modelados pelas equações (3.30)-(3.37).

Com a conexão de dois conversores em paralelo sem o uso de transformadores, na topologia TT12B2B, tem-se a formação de uma malha de circulação entre os conversores CA-CC-CA, da qual encontram-se as seguintes equações:

$$z_{1a}i_{1a} + z_{2a}i_{2a} - z_{4a}i_{4a} - z_{3a}i_{3a} + v_{1a0_1} - v_{2a0_1} + v_{4a0_2} - v_{3a0_2} = 0 \quad (4.9)$$

$$z_{1a}i_{1a} + z_{2b}i_{2b} - z_{4b}i_{4b} - z_{3a}i_{3a} + v_{1a0_1} - v_{2b0_1} + v_{4b0_2} - v_{3a0_2} = 0 \quad (4.10)$$

$$z_{1a}i_{1a} + z_{2c}i_{2c} - z_{4c}i_{4c} - z_{3a}i_{3a} + v_{1a0_1} - v_{2c0_1} + v_{4c0_2} - v_{3a0_2} = 0 \quad (4.11)$$

$$z_{1b}i_{1b} + z_{2a}i_{2a} - z_{4a}i_{4a} - z_{3b}i_{3b} + v_{1b0_1} - v_{2a0_1} + v_{4a0_2} - v_{3b0_2} = 0 \quad (4.12)$$

$$z_{1b}i_{1b} + z_{2b}i_{2b} - z_{4b}i_{4b} - z_{3b}i_{3b} + v_{1b0_1} - v_{2b0_1} + v_{4b0_2} - v_{3b0_2} = 0 \quad (4.13)$$

$$z_{1b}i_{1b} + z_{2c}i_{2c} - z_{4c}i_{4c} - z_{3b}i_{3b} + v_{1b0_1} - v_{2c0_1} + v_{4c0_2} - v_{3b0_2} = 0 \quad (4.14)$$

$$z_{1c}i_{1c} + z_{2a}i_{2a} - z_{4a}i_{4a} - z_{3c}i_{3c} + v_{1c0_1} - v_{2a0_1} + v_{4a0_2} - v_{3c0_2} = 0 \quad (4.15)$$

$$z_{1c}i_{1c} + z_{2b}i_{2b} - z_{4b}i_{4b} - z_{3c}i_{3c} + v_{1c0_1} - v_{2b0_1} + v_{4b0_2} - v_{3c0_2} = 0 \quad (4.16)$$

$$z_{1c}i_{1c} + z_{2c}i_{2c} - z_{4c}i_{4c} - z_{3c}i_{3c} + v_{1c0_1} - v_{2c0_1} + v_{4c0_2} - v_{3c0_2} = 0. \quad (4.17)$$

Somando as equações (4.9)-(4.17), encontra-se a seguinte relação para a tensão de circulação

$$v_{o1} = \sum_{n=a}^c i_{1n} z_{1n} + \sum_{n=a}^c i_{2n} z_{2n} - \sum_{n=a}^c i_{4n} z_{4n} - \sum_{n=a}^c i_{3n} z_{3n} \quad (4.18)$$

com

$$v_{o1} = - \sum_{n=a}^c v_{1n0_1} + \sum_{n=a}^c v_{2n0_1} + \sum_{n=a}^c v_{3n0_2} - \sum_{n=a}^c v_{4n0_2}. \quad (4.19)$$

A partir das correntes internas de entrada e saída dos conversores (i_{1a} , i_{1b} , i_{2a} , ..., i_{4b} e i_{4c}) as correntes de circulação em cada conversor são definidas por:

$$i_{ko} = \frac{1}{\sqrt{3}} (i_{ka} + i_{kb} + i_{kc}) \quad (4.20)$$

com $k = 1, 2, 3, 4$.

Como a topologia TT12B2B possui 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_{o1}) entre os conversores, ou seja,

$$i_{o1} = i_{1o} = i_{2o} = -i_{3o} = -i_{4o} \quad (4.21)$$

Considerando a transformada odq definida por:

$$\bar{w}_{g123} = \bar{P}\bar{w}_{godq} \quad (4.22)$$

$$\bar{w}_{l123} = \bar{P}\bar{w}_{lodq} \quad (4.23)$$

$$\bar{w}_{kabc} = \bar{P}\bar{w}_{kodq} \quad (4.24)$$

onde $\bar{w}_{g123} = [w_{g1} \ w_{g2} \ w_{g3}]^T$, $\bar{w}_{l123} = [w_{l1} \ w_{l2} \ w_{l3}]^T$ e $\bar{w}_{kabc} = [w_{ka} \ w_{kb} \ w_{kc}]^T$ representam os vetores de tensão e corrente do sistema, com $k = 1, 2, 3, 4$, $\bar{w}_{lodq} = [w_{lo} \ w_{ld} \ w_{lq}]^T$, $w_{kodq} = [w_{ko} \ w_{kd} \ w_{kq}]^T$ e \bar{P} é a matriz de transformação definida pela equação (3.54).

Fazendo $v_{1n} = v_{1n0_1} - v_{g0_1}$, $v_{2n} = v_{2n0_1} - v_{l0_1}$, $v_{3n} = v_{3n0_2} - v_{g0_2}$ e $v_{4n} = v_{4n0_2} - v_{l0_2}$, com $n = a, b, c$ a partir das equações (4.22)-(4.24), (4.1)-(4.6) e (3.30)-(3.35), o modelo sistema torna-se:

$$\bar{e}_{gdq} = \bar{z}_{1odq}\bar{i}_{1odq} + \bar{v}_{1dq} \quad (4.25)$$

$$\bar{e}_{gdq} = \bar{z}_{3odq}\bar{i}_{3odq} + \bar{v}_{3dq} \quad (4.26)$$

$$\bar{e}_{ldq} = -\bar{z}_{2odq}\bar{i}_{2odq} + \bar{v}_{2dq} \quad (4.27)$$

$$\bar{e}_{ldq} = -\bar{z}_{4odq}\bar{i}_{4odq} + \bar{v}_{4dq} \quad (4.28)$$

onde $\bar{e}_{gdq} = [e_{gd} \ e_{gq}]^T$, $\bar{e}_{ldq} = [e_{ld} \ e_{lq}]^T$, $\bar{i}_{kodq} = [i_{ko} \ i_{kd} \ i_{kq}]^T$, $\bar{v}_{kdq} = [v_{kd} \ v_{kq}]^T$ e $\bar{z}_{kodq} = \begin{bmatrix} z_{kod} & z_{kd} & z_{kdq} \\ z_{koq} & z_{kdq} & z_{kq} \end{bmatrix} = \frac{1}{6} \begin{bmatrix} \sqrt{2}(2z_{ka} - z_{kb} - z_{kc}) & (4z_{ka} + z_{kb} + z_{kc}) & \sqrt{3}(z_{kc} - z_{kb}) \\ \sqrt{6}(z_{kb} - z_{kc}) & \sqrt{3}(z_{kc} - z_{kb}) & 3(z_{kb} + z_{kc}) \end{bmatrix}$.

Dessa maneira, substituindo as equações (4.20)-(4.21), (3.52)-(3.53) na equação da tensão de circulação (4.18), o modelo da tensão de circulação da topologia TT12B2B torna-se:

$$v_{o1} = \sqrt{3} \left[\left(\sum_{k=1}^4 z_{ko} \right) i_{o1} + \sum_{j=d,q} z_{1oj} i_{1j} + \sum_{j=d,q} z_{2oj} i_{2j} - \sum_{j=d,q} z_{3oj} i_{3j} - \sum_{j=d,q} z_{4oj} i_{4j} \right] \quad (4.29)$$

com $z_{ko} = \frac{2}{6}(z_{ka} + z_{kb} + z_{kc})$, $z_{kod} = \frac{\sqrt{2}}{6}(2z_{ka} - z_{kb} - z_{kc})$ e $z_{koq} = \frac{\sqrt{6}}{6}(z_{kb} - z_{kc})$.

O modelo da topologia é definido pelas equações (4.25)-(4.29), das quais se utilizam as tensões \bar{v}_{1dq} e \bar{v}_{3dq} para regular as correntes internas \bar{i}_{1dq} e \bar{i}_{3dq} dos conversores 1 e 3, e as tensões \bar{v}_{2dq} e \bar{v}_{4dq} são utilizadas para controlar a máquina de indução trifásica, enquanto a tensão v_{o1} é aplicada na regulação da corrente de circulação i_{o1} .

Considerando o sistema equilibrado, com $z_{1b} = z_{3nb} = z_1$ e $z_{2n} = z_{4n} = z_2$, com $n = a, b, c$, a partir das equações (4.25)-(4.29), o modelo da topologia TT12B2B é escrito da seguinte forma:

$$\bar{e}_{gdq} = \bar{z}_1 \bar{i}_{1dq} + \bar{v}_{1dq} \quad (4.30)$$

$$\bar{e}_{gdq} = \bar{z}_1 \bar{i}_{3dq} + \bar{v}_{3dq} \quad (4.31)$$

$$\bar{e}_{ldq} = -\bar{z}_2 \bar{i}_{2dq} + \bar{v}_{2dq} \quad (4.32)$$

$$\bar{e}_{ldq} = -\bar{z}_2 \bar{i}_{4dq} + \bar{v}_{4dq} \quad (4.33)$$

$$v_{o1} = \sqrt{3} (2z_1 + 2z_2) i_{o1} \quad (4.34)$$

com $\bar{z}_1 = \begin{bmatrix} z_1 & 0 \\ 0 & z_1 \end{bmatrix}$ e $\bar{z}_2 = \begin{bmatrix} z_2 & 0 \\ 0 & z_2 \end{bmatrix}$.

A partir das equações (4.30) e (4.31), as seguintes relações podem ser encontradas para as correntes dq de entrada (i_{gd} e i_{gq}):

$$v_{gd} = \frac{v_{1d} + v_{3d}}{2} = e_{gd} - \frac{z_1}{2} i_{gd} \quad (4.35)$$

$$v_{gq} = \frac{v_{1q} + v_{3q}}{2} = e_{gq} - \frac{z_1}{2} i_{gq} \quad (4.36)$$

Para as tensões dq da carga (e_{ld} e e_{lq}), a partir das equações (4.30) e (4.31), encontram-se:

$$v_{ld} = \frac{v_{2d} + v_{4d}}{2} = e_{ld} + \frac{z_2}{2} i_{ld} \quad (4.37)$$

$$v_{lq} = \frac{v_{2q} + v_{4q}}{2} = e_{lq} + \frac{z_2}{2} i_{lq} \quad (4.38)$$

dessas equações, observa-se que as tensões $v_{gd} = (v_{1d} + v_{3d})/2$ e $v_{gq} = (v_{1q} + v_{3q})/2$ influenciam, respectivamente, na distorção harmônica das correntes i_{gd} e i_{gq} fornecidas à rede [conforme mostrado nas equações (4.35) e (4.36)], e as tensões $v_{ld} = (v_{2d} + v_{4d})/2$ e $v_{lq} = (v_{2q} + v_{4q})/2$ influenciam nas distorções harmônicas das tensões e_{ld} e e_{lq} da carga, como mostrado nas equações (4.37) e (4.38).

Fazendo $z_g = z_1/2$ e $z_l = z_2/2$, onde z_g e z_l são as indutâncias equivalentes da topologia TT12B2B (veja a Figura 4.3, na qual mostra o circuito equivalente da componente d da topologia TT12B2B no lado da rede), o modelo do sistema torna-se:

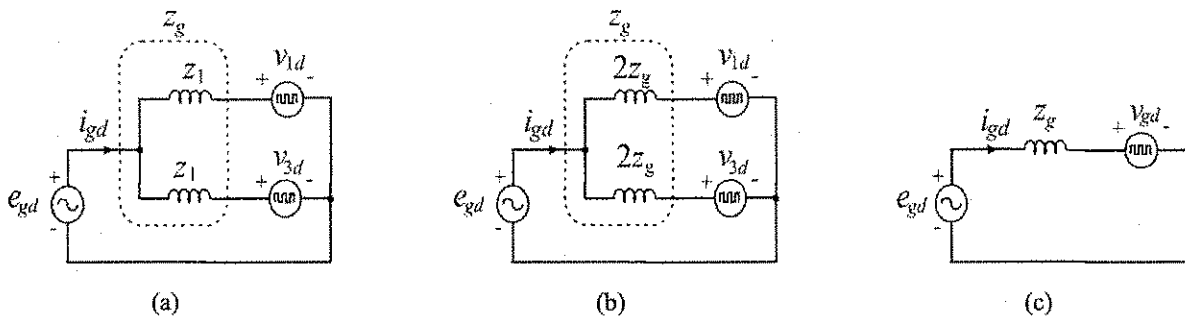


Figura 4.3: Circuitos equivalente do lado da rede da componente d . (a) Configuração TT12B2B. (b) Configuração TT12B2B com z_g . (c) Circuito equivalente das topologias convencional e TT12B2B.

$$v_{gd} = e_{gd} - z_g i_{gd} \quad (4.39)$$

$$v_{gq} = e_{gq} - z_g i_{gq}. \quad (4.40)$$

Para as tensões dq da carga (e_{ld} e e_{lq}), a partir das equações (4.30) e (4.31), encontram-se:

$$v_{ld} = e_{ld} + z_l i_{ld} \quad (4.41)$$

$$v_{lq} = e_{lq} + z_l i_{lq}. \quad (4.42)$$

4.2.2 Estratégia PWM

As tensões de polo v_{1n0_1} , v_{2n0_1} , v_{3n0_2} e v_{4n0_2} , com $n = a, b, c$, em função dos estados de condução das chaves são definidas por:

$$v_{1n0_1} = (2s_{q1n} - 1) \frac{v_{c1}}{2} \quad (4.43)$$

$$v_{2n0_1} = (2s_{q2n} - 1) \frac{v_{c1}}{2} \quad (4.44)$$

$$v_{3n0_2} = (2s_{q3n} - 1) \frac{v_{c2}}{2} \quad (4.45)$$

$$v_{4n0_2} = (2s_{q4n} - 1) \frac{v_{c2}}{2}. \quad (4.46)$$

Considerando que as tensões de referência v_{kd}^* , v_{kq}^* e v_{o1}^* são fornecidas pelos controladores, com $k = 1, 2, 3, 4$, tem-se:

$$v_{kd}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(v_{ka0_u}^* - \frac{v_{kb0_u}^*}{2} - \frac{v_{kc0_u}^*}{2} \right) \quad (4.47)$$

$$v_{kq}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} v_{kb0_u}^* - \frac{\sqrt{3}}{2} v_{kc0_u}^* \right) \quad (4.48)$$

$$v_{o1}^* = - \sum_{n=a}^c v_{1n0_1}^* + \sum_{n=a}^c v_{2n0_1}^* + \sum_{n=a}^c v_{3n0_2}^* - \sum_{n=a}^c v_{4n0_2}^* \quad (4.49)$$

onde $u = \begin{cases} 1, & \text{se } k = 1, 2 \\ 2, & \text{se } k = 3, 4 \end{cases}$

Os sinais de gatilho das chaves, podem ser obtidos diretamente das equações de polo de referência $v_{1a0_1}^*$ a $v_{4c0_2}^*$. Assim, são necessárias doze equações para o cálculo do PWM. Logo, as equações fornecidas pelos controladores (4.47)-(4.49), não são suficientes para determinar os sinais de gatilho das chaves. Portanto, é necessário introduzir três variáveis auxiliares (v_x^* , v_y^* e v_z^*) definidas por:

$$v_x^* = \frac{1}{3} (v_{1a0_1}^* + v_{1b0_1}^* + v_{1c0_1}^*) \quad (4.50)$$

$$v_y^* = \frac{1}{3} (v_{2a0_1}^* + v_{2b0_1}^* + v_{2c0_1}^*) \quad (4.51)$$

$$v_z^* = \frac{1}{3} (v_{4a0_2}^* + v_{4b0_2}^* + v_{4c0_2}^*). \quad (4.52)$$

A partir das equações (3.52),(3.53), (4.47)-(4.52), as tensões de polo de referência são representadas pelo seguinte conjunto de equações:

$$v_{1a0_1}^* = v_{1a}^* + v_x^* \quad (4.53)$$

$$v_{1b0_1}^* = v_{1b}^* + v_x^* \quad (4.54)$$

$$v_{1c0_1}^* = v_{1c}^* + v_x^* \quad (4.55)$$

$$v_{2a0_1}^* = v_{2a}^* + v_y^* \quad (4.56)$$

$$v_{2b0_1}^* = v_{2b}^* + v_y^* \quad (4.57)$$

$$v_{2c0_1}^* = v_{2c}^* + v_y^* \quad (4.58)$$

$$v_{3a0_2}^* = v_{3a}^* + \frac{v_{o1}^*}{3} - v_y^* + v_z^* + v_x^* \quad (4.59)$$

$$v_{3b0_2}^* = v_{3b}^* + \frac{v_{o1}^*}{3} - v_y^* + v_z^* + v_x^* \quad (4.60)$$

$$v_{3c0_2}^* = v_{3c}^* + \frac{v_{o1}^*}{3} - v_y^* + v_z^* + v_x^* \quad (4.61)$$

$$v_{4a0_2}^* = v_{4a}^* + v_z^* \quad (4.62)$$

$$v_{4b0_2}^* = v_{4b}^* + v_z^* \quad (4.63)$$

$$v_{4c0_2}^* = v_{4c}^* + v_z^* \quad (4.64)$$

com

$$v_{ka}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} v_{kd}^* \quad (4.65)$$

$$v_{kb}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{1}{2} v_{kd}^* + \frac{\sqrt{3}}{2} v_{kq}^* \right) \quad (4.66)$$

$$v_{kc}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(-\frac{1}{2} v_{kd}^* - \frac{\sqrt{3}}{2} v_{kq}^* \right) \quad (4.67)$$

Dessas equações, observa-se que as tensões de polo dependem das tensões v_{ka}^* , v_{kb}^* , v_{kc}^* e v_{o1}^* fornecidas pelos controladores, como também das tensões auxiliares v_x^* , v_y^* e v_z^* . 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 (2.62)-(2.67) (veja a subseção 2.2.2), com $V_{x1}^* = \left\{ v_{1a}^*, v_{1b}^*, v_{1c}^*, v_{3a}^* + \frac{v_{o1}^*}{3} - v_y^* + v_z^*, v_{3b}^* + \frac{v_{o1}^*}{3} - v_y^* + v_z^*, v_{3c}^* + \frac{v_{o1}^*}{3} - v_y^* + v_z^* \right\}$, $V_{y1}^* = \{ v_{2a}^*, v_{2b}^*, v_{2c}^* \}$ e $V_{z1}^* = \{ v_{4a}^*, v_{4b}^*, v_{4c}^* \}$. As equações auxiliares podem ser escritas em função do fator de distribuição de roda livre, μ , a partir das equações (2.68)-(2.70).

Os sinais de gatilho das chaves são obtidos pela comparação da tensão de polo, com uma ou duas portadoras PWM. No caso de duas portadoras PWM, a portadora v_{t1} é comparada com as tensões de polo dos conversores 1 e 2, e a portadora v_{t2} é comparada com as tensões de polo dos conversores 3 e 4.

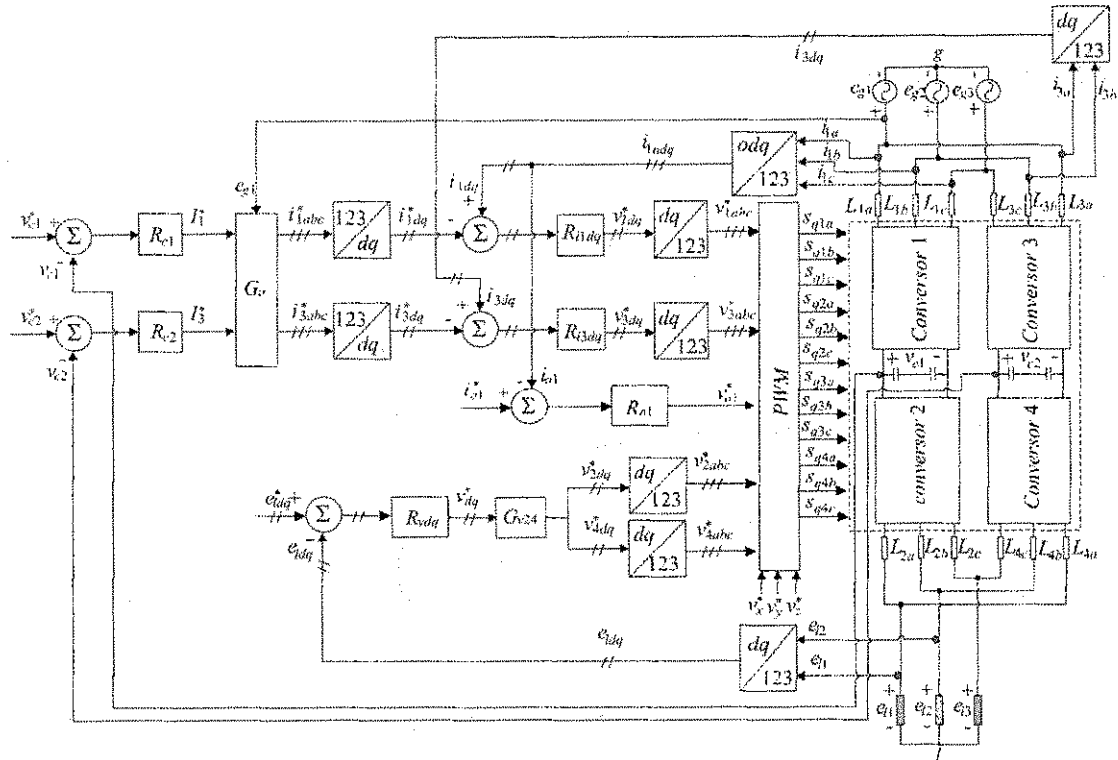


Figura 4.4: Diagrama de blocos do controle do conversor TT12B2B.

4.2.3 Estratégia de Controle

Exibe-se, na Figura 4.4, o diagrama de controle do conversor TT12B2B mostrado na Figura 4.2. 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_3^* , desejadas nas entradas dos conversores 1 e 3. O controle do fator de potência é obtido sincronizando as correntes instantâneas de referência i_{1abc}^* (i_{1a}^* , i_{1b}^* e i_{1c}^*) e i_{3abc}^* (i_{3a}^* , i_{3b}^* e i_{3c}^*) com as tensões da rede trifásica, aplicando o bloco de sincronismo G_{vr} , baseado no esquema de um PLL.

Essas correntes são aplicadas aos blocos $123/dq$, com base na transformada dq [equações (3.52) e (3.53)], definindo, assim, as correntes i_{1dq}^* (i_{1d}^* , i_{1q}^*) e i_{3dq}^* (i_{3d}^* e i_{3q}^*). Os controles das correntes i_{1dq}^* e i_{3dq}^* são implementados usando controladores de dupla sequência, representados pelos blocos R_{i1dq} e R_{i3dq} , definidos pelas equações (2.71)-(2.73), com $j = 1d, 1q, 3d, 3q$ e $m = 1d, 1q, 3d, 3q$, e a frequência do controlador igual à frequência da rede elétrica. Os controladores R_{i1dq} e R_{i3dq} definem as tensões de referência v_{1dq}^* e v_{3dq}^* que são aplicadas aos blocos $dq/123$. Na saída desses blocos são encontradas as tensões de referência v_{1abc}^* (v_{1a}^* , v_{1b}^* e v_{1c}^*) e v_{3abc}^* (v_{3a}^* , v_{3b}^* e v_{3c}^*), desejadas nas entradas dos conversores 1 e 3, respectivamente.

A corrente de circulação (i_{o1}) é determinada pelo bloco $odq/123$, a partir das equações (4.20) e (4.21) e das correntes i_{1a} , i_{1b} e i_{1c} . Essa corrente é regulada pelo controlador R_{o1} de dupla

seqüência, definido pelas equações (2.71)-(2.73), com $j = 01$ e $m = j$, no valor de referência $v_{o1}^* = 0$. Na saída desse controlador, encontra-se a tensão de circulação de referência v_{o1}^* .

O controle das tensões dq da carga trifásica é realizado por dois controladores PI de dupla seqüência, representados pelo bloco R_{vdq} . Esses controladores são definidos pelas equações (2.71)-(2.73), com $\varepsilon_j = v_j^* - v_j$, $j = ld, lq$, $m = d, q$ e ω_e igual à frequência da carga. Na saída desses controladores, encontram-se as tensões de referência v_{dq}^* (v_d^* e v_q^*). As tensões aplicadas a cada conversor, podem ser consideradas iguais à metade da tensão v_{dq} , portanto, a partir do bloco G_{v24} , encontra-se $v_{2dq}^* = v_{4dq}^* = v_{dq}^*/2$. Essas tensões são aplicadas aos blocos $dq/123$, determinando as tensões v_{2abc}^* (v_{2a}^* , v_{2b}^* e v_{2c}^*) e v_{4abc}^* (v_{4a}^* , v_{4b}^* e v_{4c}^*), como mostrado no diagrama de controle da Figura 4.4.

As tensões de referências geradas pelos controladores v_{1abc}^* , v_{3abc}^* , v_{o1}^* , v_{2abc}^* e v_{4abc}^* , e as tensões auxiliares v_x^* , v_y^* e v_z^* , definidas pelas equações (2.68)-(2.70), são aplicadas ao bloco PWM para o cálculo das tensões de polo de referência, a partir das equações (4.53)-(4.64). Essas tensões de polo são então comparadas com uma ou duas portadoras PWM para gerar os sinais de gatilho das chaves do conversor TT12B2B.

4.2.4 Análise da WTHD

A Figura 4.5 ilustra os valores das WTHDs das tensões v_{gd} e v_{gq} das topologias TT12B2B e convencional, em função de μ , obtidos por simulação de acordo com parâmetros apresentados na Tabela A.11. As WTHDs das tensões v_{ld} e v_{lq} são iguais às WTHDs obtidas para a topologia MT10B2B, e são mostradas na Figura 3.5 (veja a subseção 3.3.4 no capítulo 3).

A partir da Figura 4.5, percebe-se que a WTHD das tensões v_{gd} e v_{gq} , usando uma portadora PWM, é igual a WTHD da topologia convencional. Por outro lado, com duas portadoras PWM, a WTHD obtida é sempre menor que a da topologia convencional para qualquer valor de μ . A redução na WTHD, usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$, é de aproximadamente 60% em comparação com a topologia convencional, com $\mu = 0,5$.

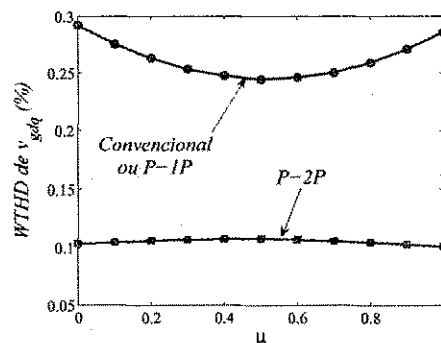


Figura 4.5: Valor médio da WTHD das tensões v_{gd} e v_{gq} em função de μ da topologia TT12B2B.

A explicação do comportamento da WTHD das tensões v_{gd} e v_{gq} pode ser obtida a partir da Figura 4.6. Nessa figura é mostrada a tensão v_{gd} no domínio do tempo, para a topologia conven-

cional, com $\mu = 0,5$, e para a topologia TT12B2B, usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$, e duas portadoras PWM, com $\mu = 0$ e $\mu = 0,5$. Desses resultados, nota-se que o perfil da tensão v_{gd} , usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$, é igual ao perfil da tensão v_{gd} da topologia convencional. Por outro lado, com duas portadoras PWM, observa-se um aumento no número de níveis na tensão v_{gd} em comparação com a topologia convencional, o que significa uma redução na WTHD dessa tensão.

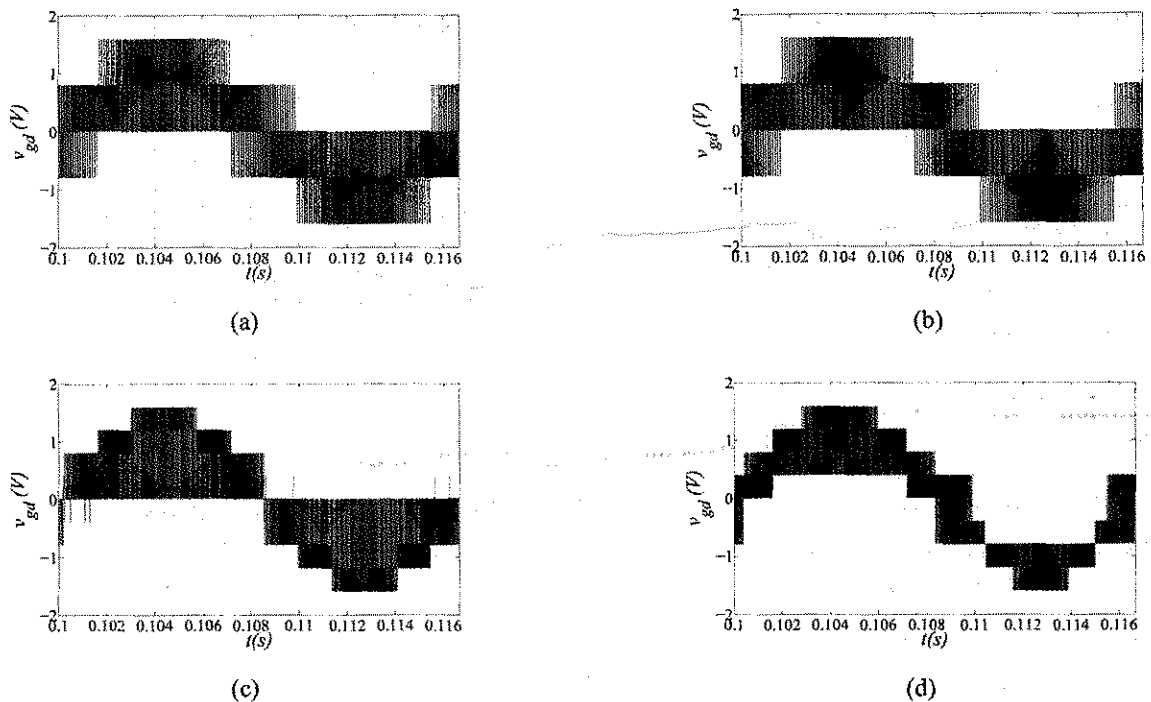


Figura 4.6: Tensão v_{gd} . (a) Topologia convencional, com $\mu = 0,5$. (b) Topologia TT12B2B usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. (c) Topologia TT12B2B usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. (d) Topologia TT12B2B usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0$.

4.2.5 Análise da THD para Diferentes Indutores de Filtro

Nesta subseção, é calculada a taxa de distorção harmônica das correntes da rede e das correntes internas para diferentes valores dos indutores de filtro. Quando a queda de tensão na indutância equivalente da topologia TT12B2B for similar à queda de tensão na indutância da topologia convencional [$l_g(P) = l_g(C)$], a WTHD das tensões v_{gd} e v_{gq} refletirá diretamente na THD das correntes da rede.

A Figura 4.7 ilustra as THDs da corrente da fase 1 da rede, i_{g1} , e da corrente interna do conversor 1, i_{1a} , em função de μ , para diferentes valores de l_n [que é a relação da indutância equivalente da topologia TT12B2B pela indutância da topologia convencional, isto é, $l_n = l_g(P)/l_g(C)$]. As THDs das outras correntes da rede (i_{g2} e i_{g3}) são iguais à THD da corrente i_{g1} e não são apresentadas. Da mesma forma, as THDs das correntes internas dos conversores 1 e 3 são iguais à THD

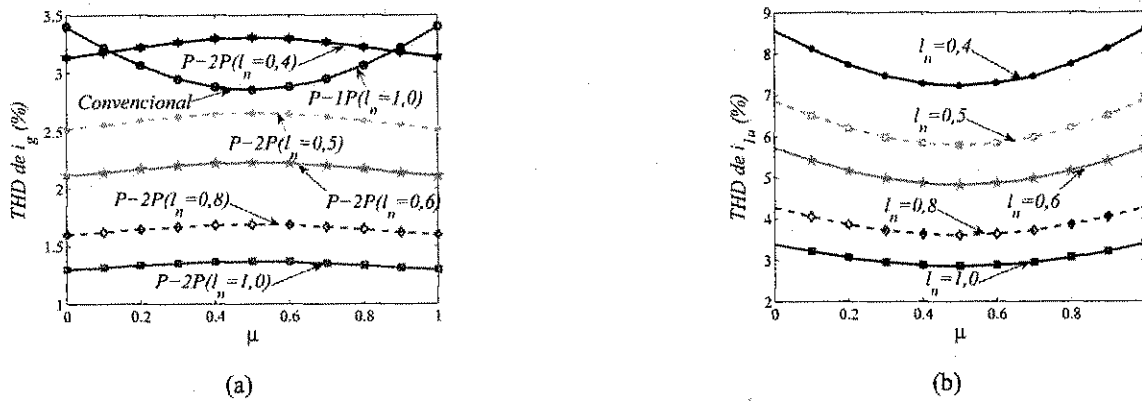


Figura 4.7: THD em função de μ para diferentes valores de l_n . (a) Corrente da fase I da rede (i_{g1}). (b) Corrente interna i_{1a} .

da corrente i_{1a} , e também não são apresentadas.

As THDs da corrente i_{g1} usando uma portadora PWM, com $l_n = 1,0$ [neste caso, como $l_g(P) = l_g(C)$, a indutância da topologia TT12B2B é o dobro da indutância da topologia convencional, isto é, $l_1 = 2l_g(C)$], são iguais às THDs da corrente i_{g1} da topologia convencional, como mostrado na Figura 4.7(a). Com duas portadoras PWM, as THDs da corrente i_{g1} , da topologia TT12B2B, são menores que as THDs da topologia convencional, quando $l_n \geq 0,5$, ou seja $l_1 = l_g(C)$ [veja a Figura 4.7(a)]. Por outro lado, as THDs da corrente i_{1a} da topologia TT12B2B, com uma portadora PWM, são similares às THDs obtidas com duas portadoras PWM, e, quando $l_n = 1,0$, as THDs da corrente interna (i_{1a}) são iguais às THDs da corrente i_{g1} da topologia convencional. Contudo, quando se reduz o valor das indutâncias de filtro ($l_n < 1,0$), tem-se um aumento no valor das THDs da corrente interna (i_{1a}), conforme mostrado na Figura 4.7(b).

4.2.6 Análise da THD em Função da Frequência de Chaveamento

Nesta subseção, é calculada a taxa de distorção harmônica da corrente i_{g1} , para diferentes valores da frequência de chaveamento f_{ch} , considerando $l_n = 1,0$. A Figura 4.8 ilustra as THDs da corrente i_{g1} , usando duas portadoras PWM, em função de μ , para diferentes valores da frequência de chaveamento.

Desses resultados, percebe-se que, usando duas portadoras PWM, é possível obter, para a corrente i_{g1} , da topologia TT12B2B, uma THD menor que a THD da corrente i_{g1} , da topologia convencional (com $f_{ch} = 10kHz$), quando $f_{ch} \geq 5kHz$.

4.2.7 Barramento CC

A partir da Figura 4.2, o conjunto de equações que definem as tensões mínimas desejadas nos barramentos CC (v_{c1} e v_{c2}) da topologia TT12B2B é:

$$v_{c\alpha}^* \geq \max |v_{ka0\alpha}^* - v_{jb0\alpha}^*| \quad (4.68)$$

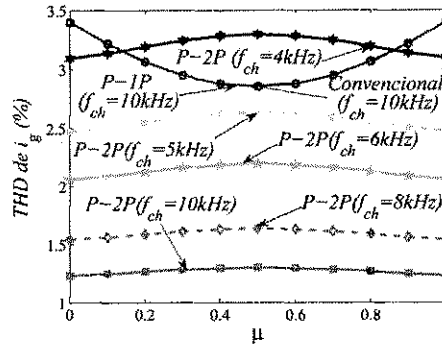


Figura 4.8: THD da corrente i_{g1} para diferentes valores da frequência de chaveamento em função de μ para a topologia TT12B2B.

$$v_{c\alpha}^* \geq \max |v_{ka0\alpha}^* - v_{jc0\alpha}^*| \quad (4.69)$$

$$v_{c\alpha}^* \geq \max |v_{kb0\alpha}^* - v_{jc0\alpha}^*| \quad (4.70)$$

$$\text{com } \alpha = 1, 2, k = \begin{cases} 1, 2 & \text{se } \alpha = 1 \\ 3, 4 & \text{se } \alpha = 2 \end{cases}, j = \begin{cases} 1, 2 & \text{se } \alpha = 1 \\ 3, 4 & \text{se } \alpha = 2 \end{cases}$$

Percebe-se que as tensões v_{c1} e v_{c2} mínimas são expressas por:

$$v_{c\alpha}^* \geq \max |v_{ka0\alpha} - v_{kb0\alpha}| \quad (4.71)$$

$$v_{c\alpha}^* \geq \max |v_{kb0\alpha} - v_{kc0\alpha}| \quad (4.72)$$

$$v_{c\alpha}^* \geq \max |v_{kc0\alpha} - v_{ka0\alpha}| \quad (4.73)$$

Dessas equações, percebe-se que as tensões v_{c1}^* e v_{c2}^* desejadas nos bancos de capacitores dos barramentos CC, da topologia TT12B2B, são iguais às tensões v_{c1}^* e v_{c2}^* da topologia MT10B2B, apresentada no capítulo 3 (veja a Figura 3.26 na subseção 3.3.7).

A Figura 4.9 mostra os espectros das harmônicas da corrente do capacitor da topologia convencional e da corrente i_{c1} da topologia TT12B2B. As curvas mostradas nessa figura são: topologia convencional, com $\mu = 0$, $\mu = 0,5$ e $\mu = 1$, e topologia proposta, usando uma e duas portadoras PWM, com $\mu = 0$, $\mu = 0,5$ e $\mu = 1$. Esses resultados foram obtidos a partir de um programa de simulação no PSIM utilizando parâmetros apresentados na Tabela A.12.

Como a topologia TT12B2B possui dois barramentos CC, o fluxo de potência que passa por cada barramento CC é metade do fluxo de potência que passa pelo barramento CC da topologia convencional, portanto, as amplitudes dos espectros das harmônicas das correntes dos capacitores da topologia TT12B2B (i_{c1} e i_{c2}) equivalem à metade das amplitudes dos espectros da corrente do capacitor da topologia convencional (i_c). A maior redução nas harmônicas de alta frequência da corrente do capacitor é obtida usando uma ou duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$, quando comparada com a topologia convencional, com $\mu = 0,5$.

A Tabela 4.1 ilustra os valores da corrente $I_{c,rms}^{hf}$ da topologia TT12B2B, normalizados pela corrente $I_{c,rms}^{hf}$ da topologia convencional, com $\mu = 0,5$. As correntes $I_{c,rms}^{hf}$ foram calculadas pela equação (2.93), a partir do espectro das harmônicas da corrente do capacitor mostrado na Figura

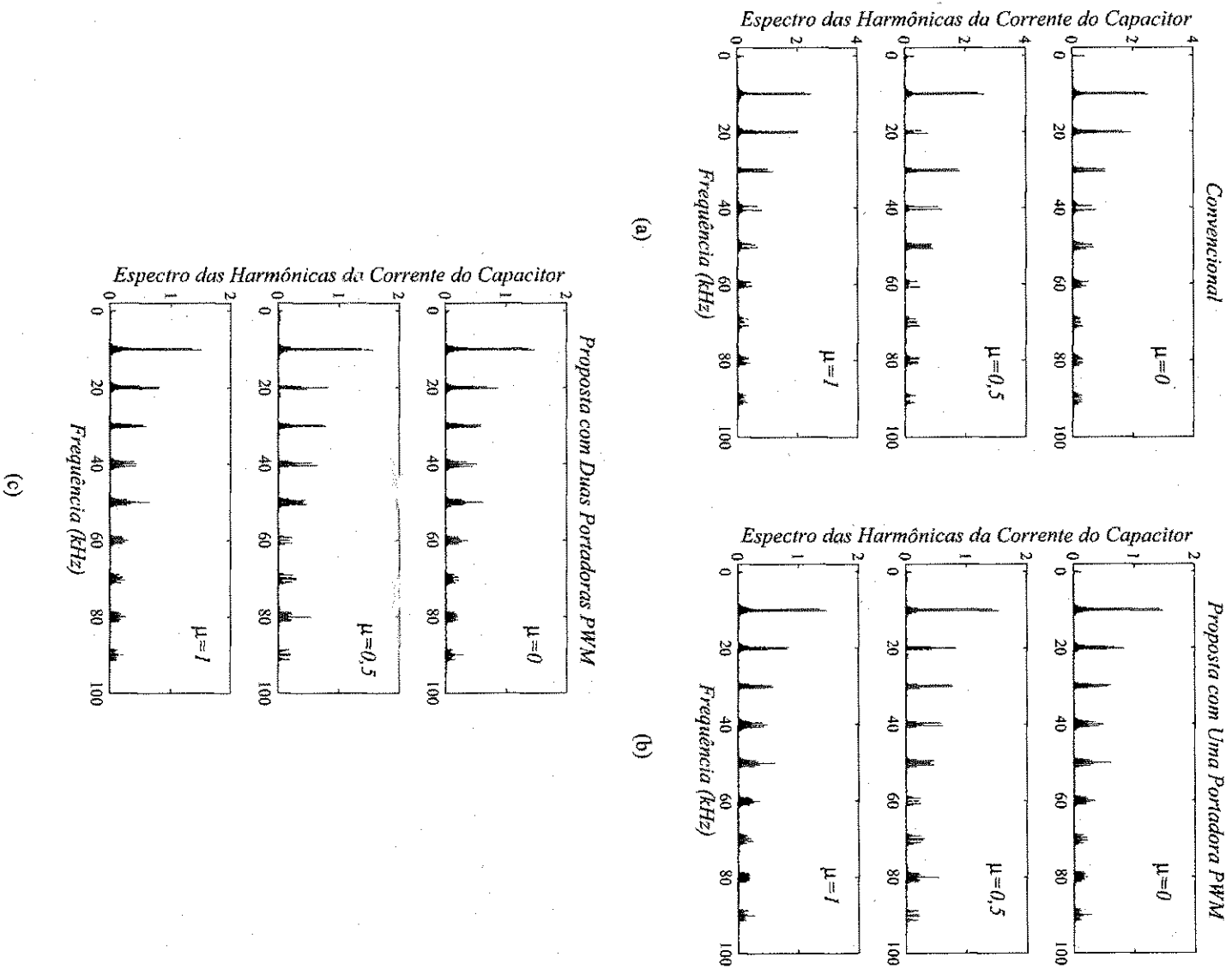


Figura 4.9: Espectro das harmônicas da corrente do capacitor i_c e i_{c1} . (a) Topologia convencional. (b) Topologia TT12B2B usando uma portadora PWM. (c) Topologia TT12B2B usando duas portadoras PWM.

4.9. A maior redução da corrente $I_{c,rms}^{hf}$ foi obtida usando uma ou duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. Nesse caso, a redução da corrente RMS de alta frequência foi de aproximadamente 43% em comparação com a topologia convencional, com $\mu = 0,5$.

Tabela 4.1: Corrente $I_{c,rms}^{hf}$ da topologia TT12B2B, normalizada pela corrente $I_{c,rms}^{hf}$ da topologia convencional.

Estratégias PWM	Corrente $I_{c,rms}^{hf}(P)/I_{c,rms}^{hf}(C)$		
	$\mu = 0$	$\mu = 0,5$	$\mu = 1$
$P-1P$	0,61	0,57	0,61
$P-2P$	0,62	0,57	0,62

As perdas de potência de alta frequência ($P_{c,loss}^{hf}$) são definidas pela equação (2.94), assumindo que os valores das capacitâncias dos barramentos CC da topologia TT12B2B são iguais ao valor da capacitância do barramento CC da topologia convencional, logo, $ESR_{100Hz}(P) = ESR_{100Hz}(C)$. Assim, usando uma ou duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$, a redução das perdas de potência de alta frequência nos capacitores dos dois barramentos CC é de aproximadamente 68% em comparação com a topologia convencional.

4.2.8 Perdas nos Semicondutores

As perdas de condução e de chaveamento nos semicondutores são calculadas a partir das equações (2.95) e (2.96). Na Figura 4.10 são mostradas as perdas estimadas da topologia TT12B2B (apresentada na Figura 4.2), usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$, duas portadoras PWM, com $\mu = 0$, e da topologia convencional, com $\mu = 0,5$. Esses resultados foram obtidos para três condições da potência processada pelas chaves da topologia convencional: potência nominal, 75% da potência nominal e 50% da potência nominal, de acordo com os parâmetros apresentados na Tabela A.14. As perdas mostradas nessa figura são: perdas de condução (P_{cd}), perdas de chaveamento (P_{ch}) e perdas totais ($P_t = P_{cd} + P_{ch}$).

Dos resultados apresentados, percebe-se que as perdas de condução são sempre menores que a da topologia convencional [Figura 4.10(a)]. Enquanto que as perdas de chaveamento usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$, são maiores que as perdas da topologia convencional. Por outro lado, usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0$, tem-se uma redução nas perdas de chaveamento [Figura 4.10(b)]. A maior redução nas perdas totais nos conversores é obtida usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0$, conforme mostrado na Figura 4.10(c).

Como as perdas obtidas usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$, são iguais às perdas obtidas usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$, e as perdas obtidas usando duas portadoras PWM, com $\mu = 1$, são iguais as obtidas usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0$, elas não serão apresentadas.

A Tabela 3.6 mostra as perdas totais da topologia TT12B2B, normalizadas em função das perdas totais da topologia convencional [$P_t(P)/P_t(C)$]. Observa-se que a maior redução nas perdas ocorre usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0$, operando na potência nominal. Nesse caso, a

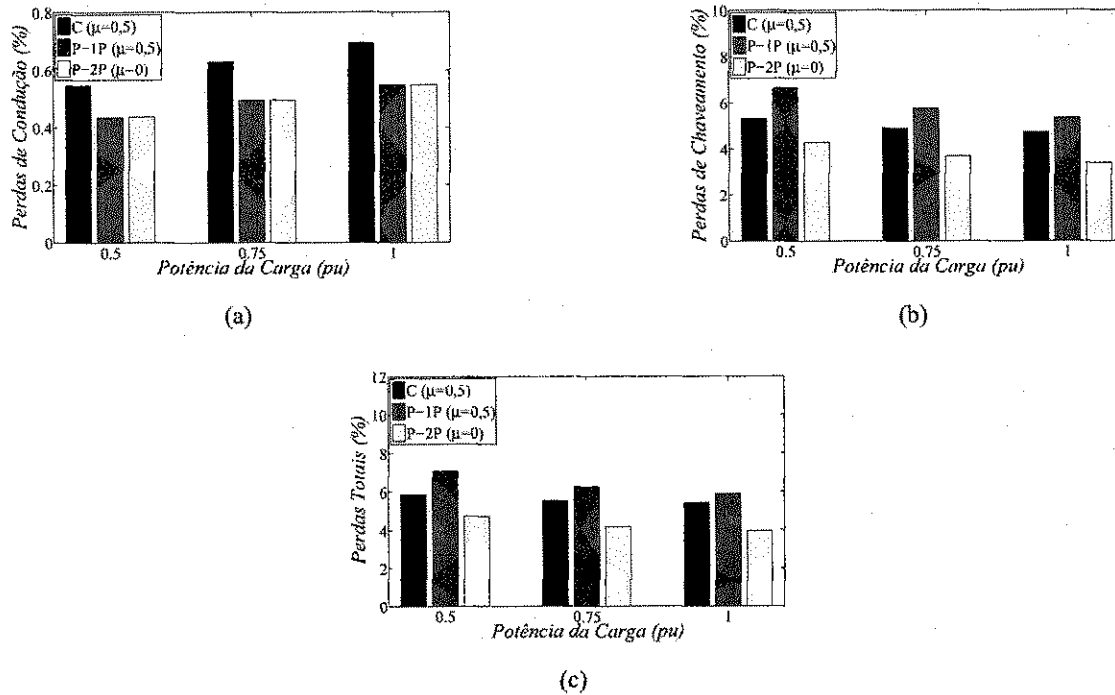


Figura 4.10: Perdas estimadas nos conversores da topologia TT12B2B. (a) Perdas de Condução P_{cd} . (b) Perdas de chaveamento P_{ch} . (c) Perdas totais $P_t = P_{cd} + P_{ch}$.

redução nas perdas totais nos conversores é de aproximadamente 36%.

Tabela 4.2: Perdas totais da topologia TT12B2B normalizadas em relação às da topologia convencional.

Estratégias PWM		Perdas totais [$P_t(P)/P_t(C)$]		
		Potência Nominal		
		50%	75%	100%
$P-1P$	$(\mu = 0,5)$	1,21	1,13	1,08
$P-2P$	$(\mu = 0)$	0,81	0,76	0,73

4.2.9 Resultados de Simulação

São exibidos, nas Figuras 4.11-4.16, os resultados de simulação da configuração TT12B2B (apresentada na Figura 4.2), obtidos considerando o sistema equilibrado, com os parâmetros mostrados na Tabela A.12. As curvas mostradas nessas figuras são: tensão e corrente da fase 1 da rede trifásica (e_{g1} e i_{g1}), correntes internas do conversor 1 (i_{1a} , i_{1b} e i_{1c}), correntes internas do conversor 3 (i_{3a} , i_{3b} e i_{3c}), corrente de circulação (i_{o1}), tensões dos barramentos CC (v_{c1} e v_{c2}), correntes da carga trifásica (i_{l1} , i_{l2} e i_{l3}) e tensões da carga trifásica (e_{l1} , e_{l2} e e_{l3}).

As Figuras 4.11 e 4.12 ilustram os resultados utilizando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. Desses resultados, percebe-se que a corrente i_{g1} está senoidal e em fase com a tensão da fase 1 da rede [veja a Figura 4.11(a)], a corrente de circulação é nula [Figura 4.11(d)], e as tensões dos

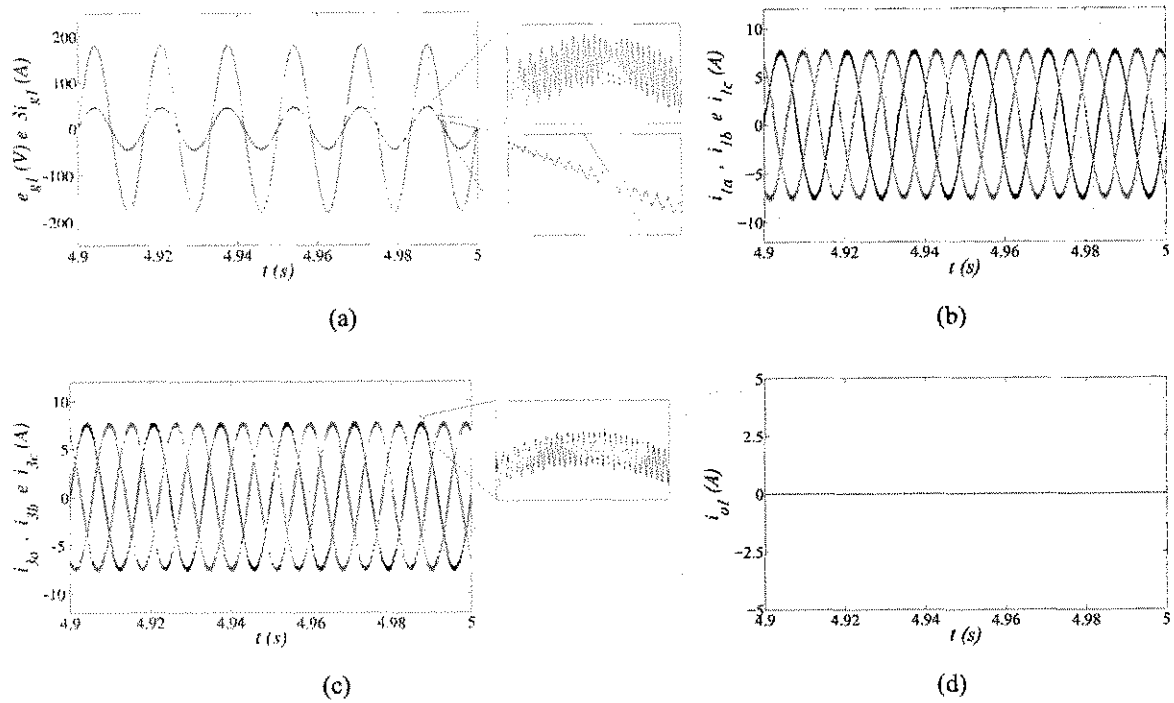


Figura 4.11: Resultados de simulação da topologia TT12B2B usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão e corrente da fase 1 da rede (e_{g1} e i_{g1}). (b) Correntes dos conversor 1 (i_{1a} , i_{1b} e i_{1c}). (c) Correntes dos conversor 3 (i_{3a} , i_{3b} e i_{3c}). (d) Corrente de circulação (i_{o1}).

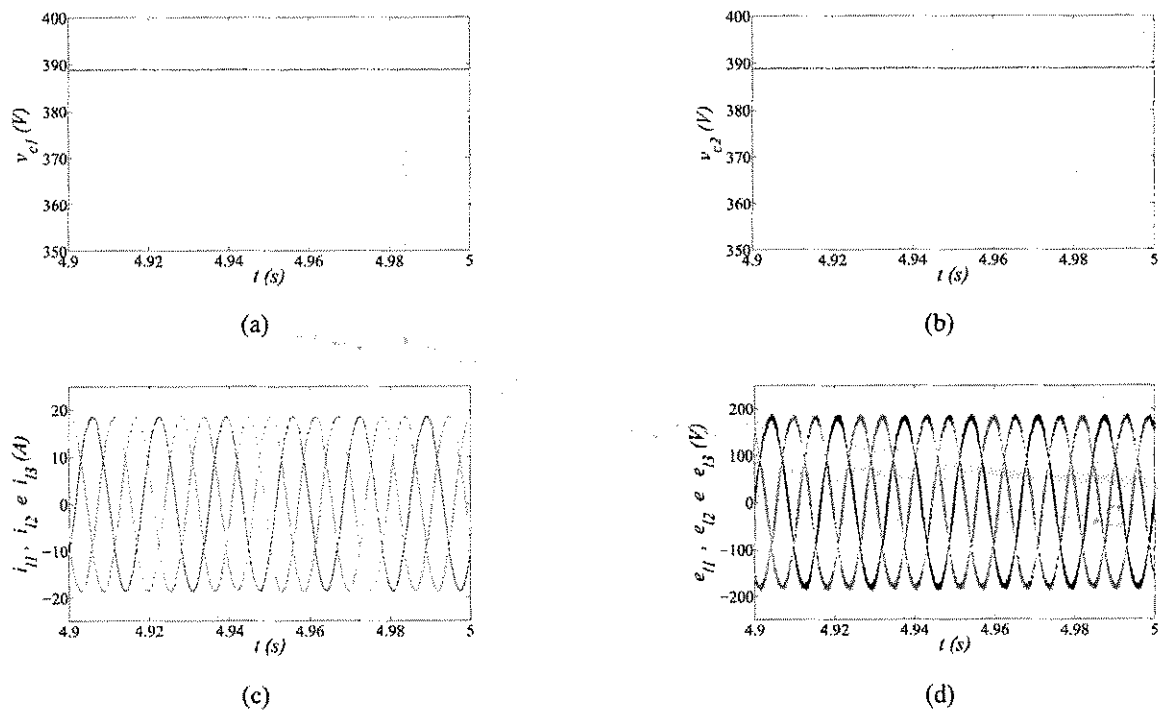


Figura 4.12: Resultados de simulação da topologia TT12B2B usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão do barramento CC 1 (v_{c1}). (b) Tensão do barramento CC 2 (v_{c2}). (c) Correntes da carga (i_{l1} , i_{l2} e i_{l3}). (d) Tensões da carga (e_{l1} , e_{l2} e e_{l3}).

barramentos *CC* e da carga trifásica estão sob controle, conforme mostrado nas Figuras 4.12(a), 4.12(b) e 4.12(c). Devido à conexão dos conversores *CA-CC-CA* em paralelo, as correntes internas dos conversores trifásicos equivalem à metade da corrente da rede, como pode ser visto nas Figuras 4.11(b) e 4.11(c).

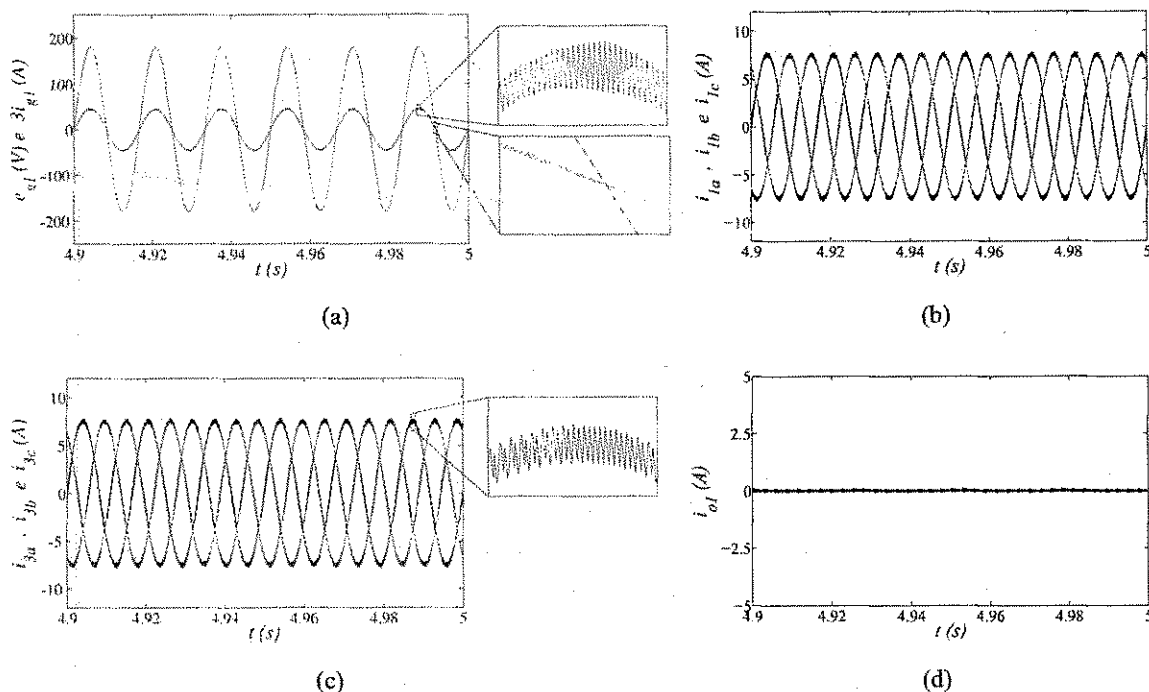


Figura 4.13: Resultados de simulação da topologia TT12B2B usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão e corrente da fase 1 da rede (e_{g1} e i_{g1}). (b) Correntes dos conversor 1 (i_{1a} , i_{1b} e i_{1c}). (c) Correntes dos conversor 3 (i_{3a} , i_{3b} e i_{3c}). (d) Corrente de circulação (i_{o1}).

Os resultados de simulação usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$, são mostrados nas Figuras 4.13 e 4.14. Desses resultados, percebe-se uma redução nas componentes de alta frequência na corrente i_{g1} da rede trifásica e nas tensões trifásicas da carga, quando comparados, com o caso usando uma portadora PWM, como mostrado nas Figuras 4.13(a) e 4.14(d). Além disso, observa-se que as componentes de alta frequência das correntes internas são similares ao caso com uma portadora PWM [veja as Figuras 4.13(b) e 4.13(c)]. Por outro lado, tem-se um pequeno aumento nas componentes de alta frequência na corrente de circulação [Figura 4.13(d)].

Os resultados de simulação usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0$, são mostrados nas Figuras 4.15 e 4.16. Neste caso, nota-se uma maior redução nas componentes de alta frequência nas correntes da rede trifásica [conforme mostrado na Figura 4.15(a) para a corrente i_{g1}] e nas tensões trifásicas fornecidas à carga [Figura 4.16(d)]. Por outro lado, com $\mu = 0$, tem-se um aumento nas componentes de alta frequência das correntes internas e da corrente de circulação [como pode ser visto nas Figuras 4.15(b), 4.15(c) e 4.15(d)], quando se compara com o caso usando uma portadora PWM. Além disso, as tensões dos barramentos *CC* estão devidamente reguladas [veja as Figuras 4.16(a) e 4.16(b)].

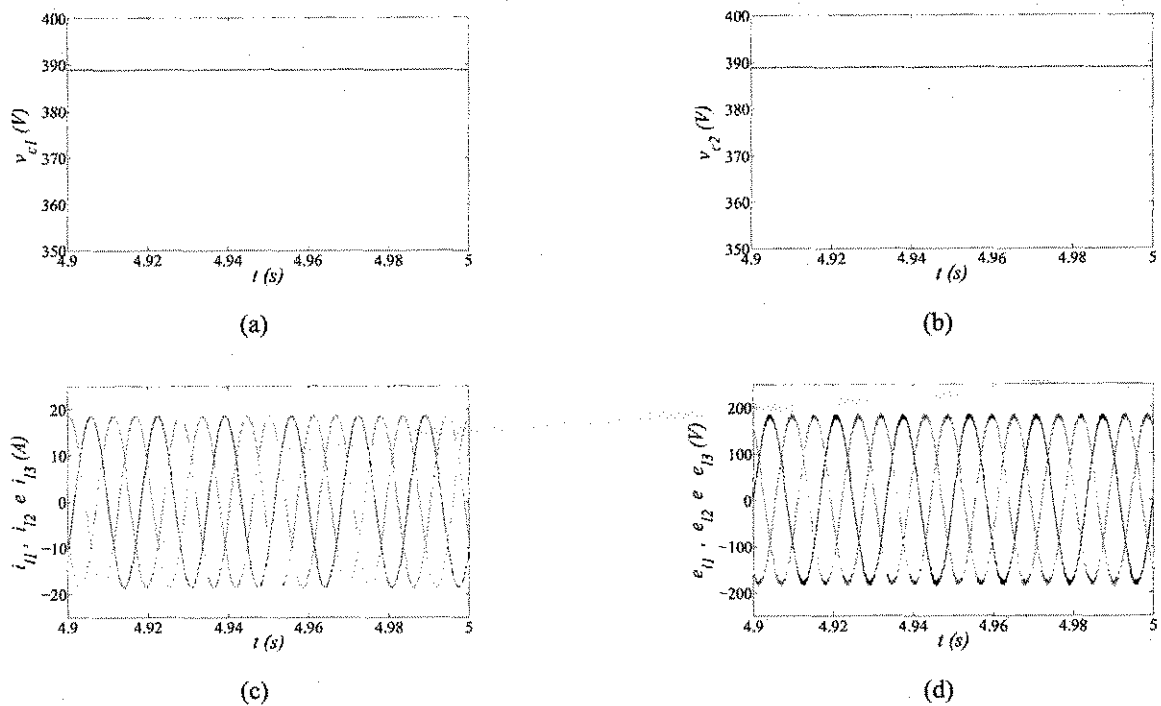


Figura 4.14: Resultados de simulação da topologia TT12B2B usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão do barramento CC 1 (v_{c1}). (b) Tensão do barramento CC 2 (v_{c2}). (c) Correntes da carga (i_{l1} , i_{l2} e i_{l3}). (d) Tensões da carga (e_{l1} , e_{l2} e e_{l3}).

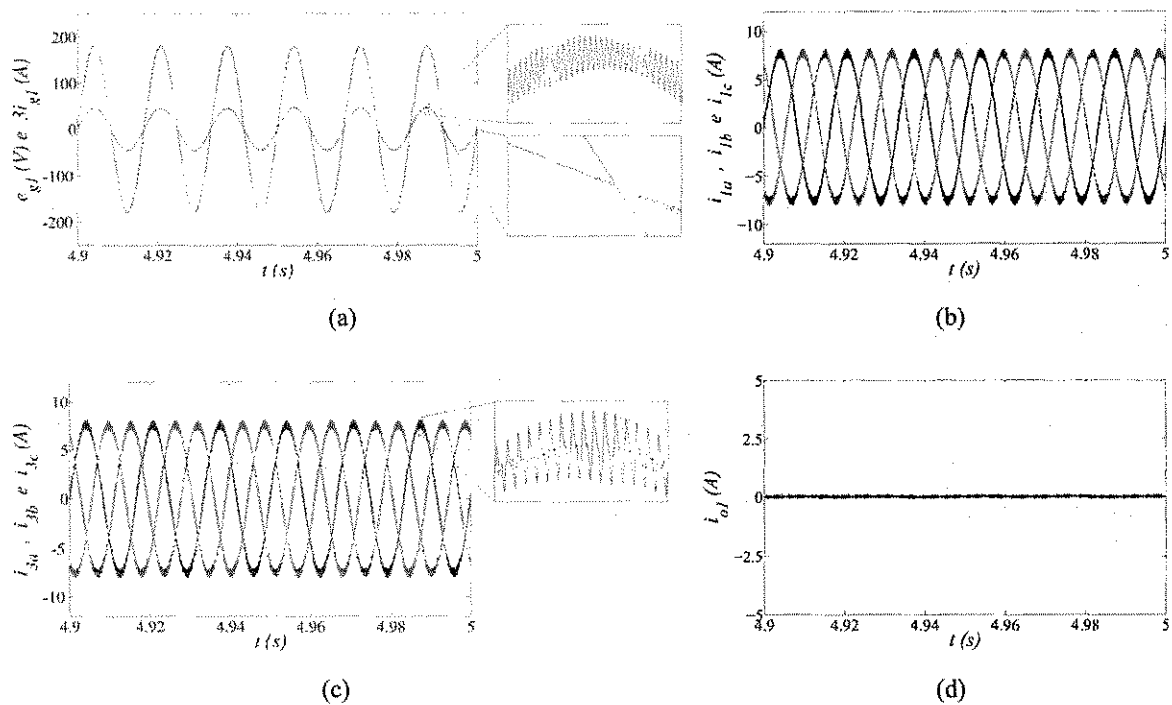


Figura 4.15: Resultados de simulação da topologia TT12B2B usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0$. (a) Tensão e corrente da fase 1 da rede e_{g1} e i_{g1} . (b) Correntes dos conversor 1 (i_{1a} , i_{1b} e i_{1c}). (c) Correntes dos conversor 3 (i_{3a} , i_{3b} e i_{3c}). (d) Corrente de circulação i_{o1} .

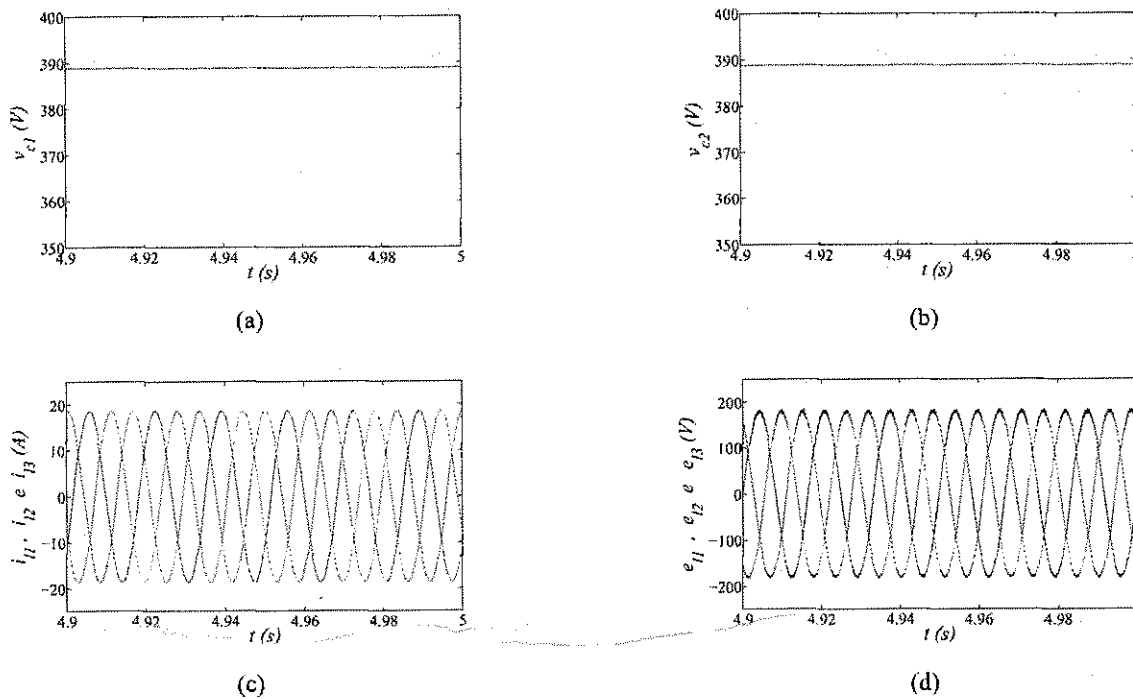


Figura 4.16: Resultados de simulação da topologia TT12B2B usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0$. (a) Tensão do barramento CC 1 (v_{c1}). (b) Tensão do barramento CC 2 (v_{c2}). (c) Correntes da carga (i_{l1} , i_{l2} e i_{l3}). (d) Tensões da carga (e_{l1} , e_{l2} e e_{l3}).

4.2.10 Resultados Experimentais

São exibidos, nas Figuras 4.17-4.18, os resultados experimentais obtidos com a configuração TT12B2B (apresentada na Figura 4.2). Esses resultados foram obtidos utilizando os parâmetros mostrados na Tabela 4.3, aplicando o volts/hertz no motor trifásico V/Hz de 100V/50Hz. As curvas mostradas nessas figuras são: tensão e corrente da fase 1 da rede trifásica (e_{g1} e i_{g1}), correntes internas do conversor 1 (i_{1a} , i_{1b} e i_{1c}), corrente de circulação (i_{o1}), tensões dos barramentos CC (v_{c1} e v_{c2}) e tensões da carga trifásica (e_{l1} e e_{l2}).

Tabela 4.3: Parâmetros utilizados nos resultados experimentais da topologia TT12B1B.

Parâmetros	Valores
Tensão da rede (E_g)	81,0V (RMS)
Tensão da carga (E_l)	100,0V (RMS)
Frequência da carga (f_s)	50Hz
Carga: motor de indução trifásico	1,0kW
Carga Resistiva	600W
Tensão do barramento CC (v_c)	310V
Capacitância (C)	4400 μ F
Período de amostragem	100 μ s
Frequência de chaveamento (f_{ch})	10kHz

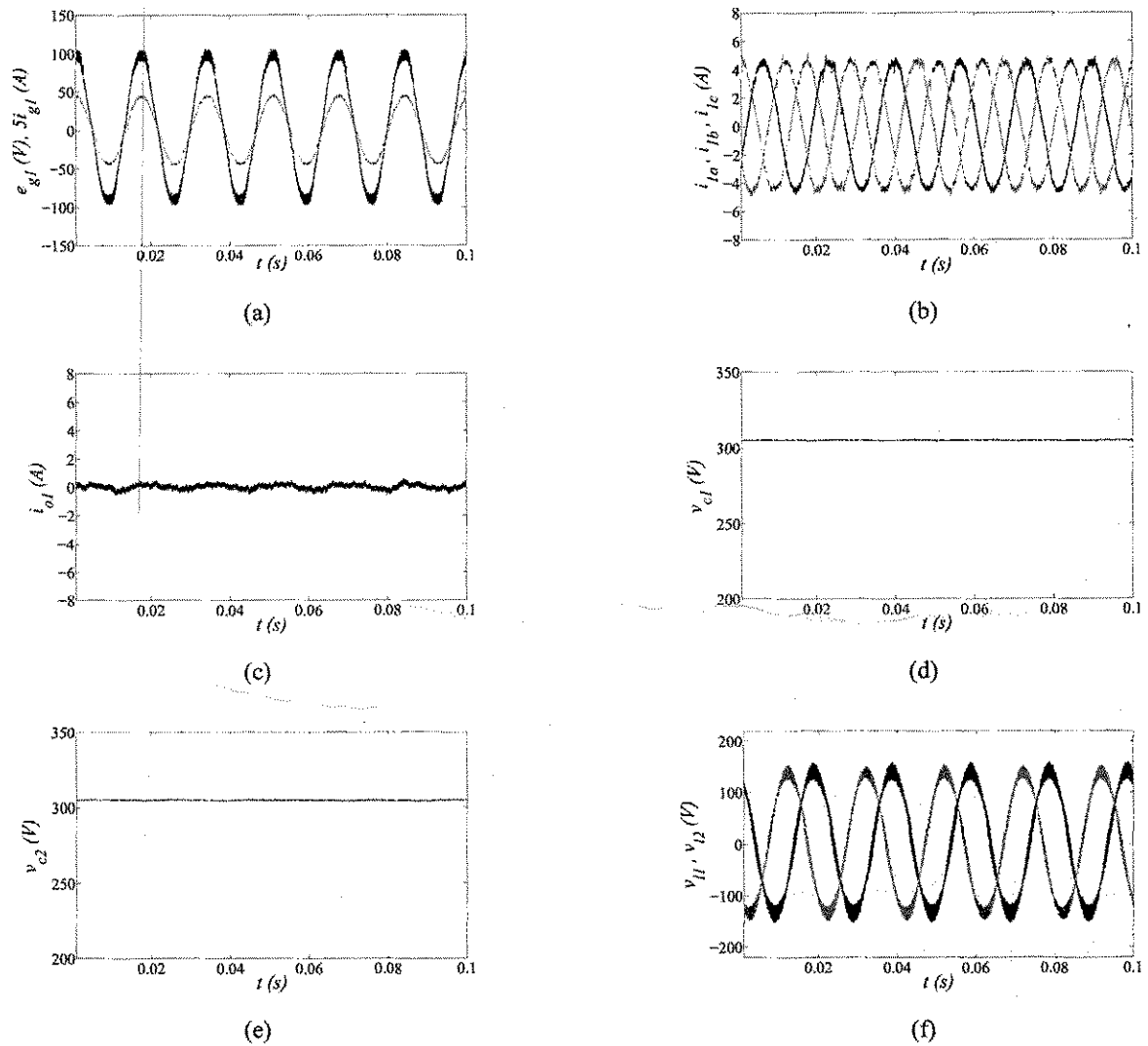


Figura 4.17: Resultados experimentais da topologia TT12B2B usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão e corrente da fase 1 da rede (e_{g1} e i_{g1}). (b) Correntes dos conversor 1 (i_{1a} , i_{1b} e i_{1c}). (c) Corrente de circulação (i_{o1}). (d) Tensão do barramento CC 1 (v_{c1}). (e) Tensão do barramento CC 2 (v_{c2}). (f) Tensões de fase da carga (e_{l1} e e_{l2}).

A Figura 4.17 ilustra os resultados utilizando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. Desses resultados, percebe-se que a corrente i_{g1} está senoidal e em fase com a tensão da fase 1 da rede [veja a Figura 4.17(a)], a corrente de circulação é nula [Figura 4.17(c)], e as tensões dos barramentos CC e da carga trifásica estão sob controle, conforme mostrado nas Figuras 4.17(d), 4.17(e) e 4.17(f). Devido à conexão dos conversores CA-CC-CA em paralelo, as correntes internas dos conversores trifásicos equivalem à metade da corrente da rede, como pode ser visto na Figura 4.17(b).

Os resultados experimentais usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$, são exibidos na Figura 4.18. Desses resultados, percebe-se uma redução nas componentes de alta frequência na corrente i_{g1} da rede trifásica e nas tensões trifásicas da carga, quando comparados, com o caso usando uma portadora PWM, como mostrado nas Figuras 4.18(a) e 4.18(f). Além disso, observa-

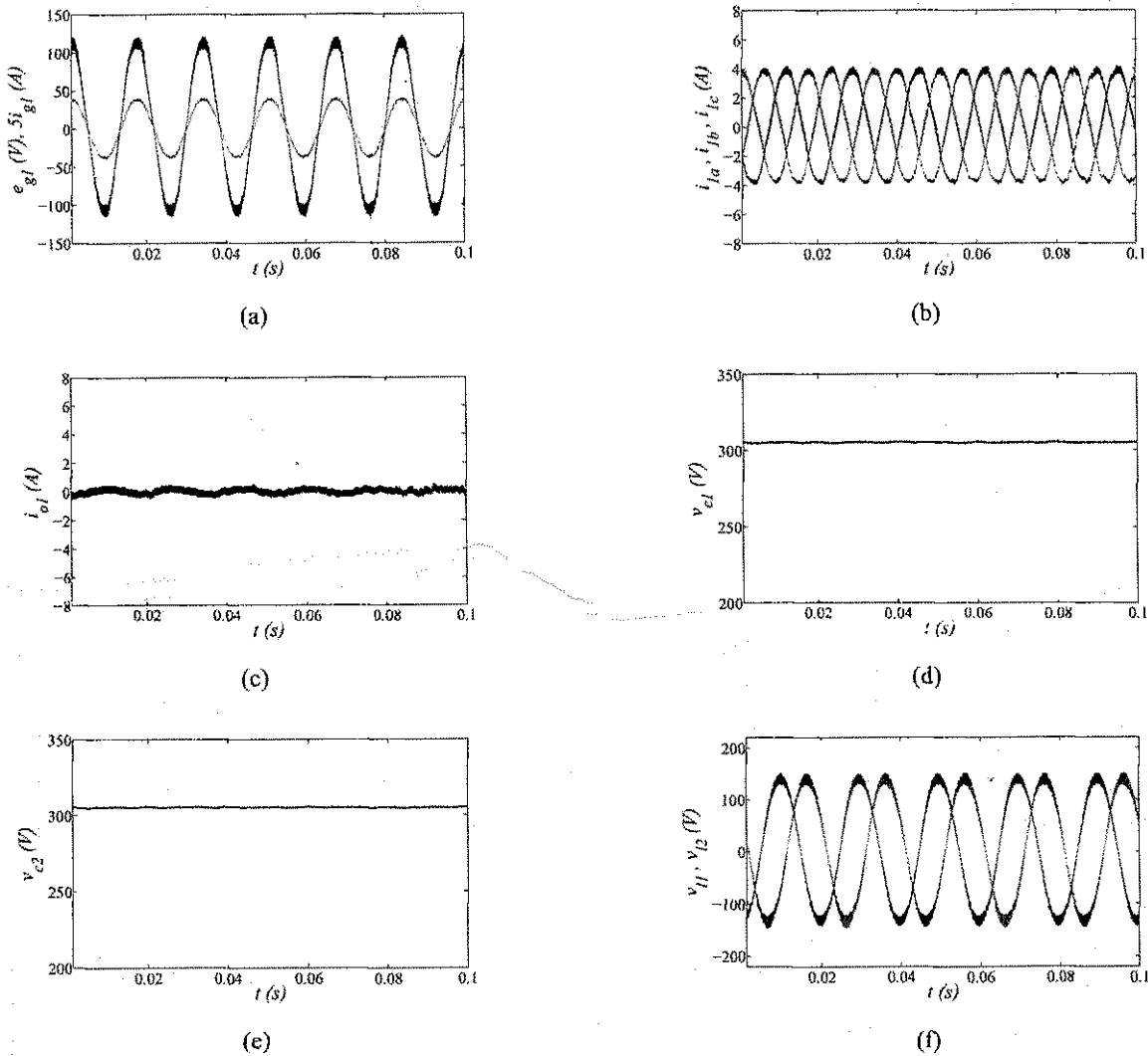


Figura 4.18: Resultados experimentais da topologia TT12B2B usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão e corrente da fase 1 da rede (e_{g1} e i_{g1}). (b) Correntes dos conversor 1 (i_{1a} , i_{1b} e i_{1c}). (c) Corrente de circulação (i_{o1}). (d) Tensão do barramento CC 1 (v_{e1}). (e) Tensão do barramento CC 2 (v_{e2}). (f) Tensões de fase da carga (e_{l1} e e_{l2}).

se que as componentes de alta frequência das correntes internas são similares ao caso com uma portadora PWM [veja a Figura 4.18(b)]. Por outro lado, tem-se um pequeno aumento nas componentes de alta frequência na corrente de circulação [Figura 4.18(c)].

4.2.11 Desempenho da Topologia TT12B2B

O desempenho da topologia TT12B2B, levando em consideração os três critérios de comparação abordados neste trabalho, em relação ao desempenho da topologia convencional, com $\mu = 0,5$, é apresentado na Tabela 4.4.

O desempenho da topologia TT12B2B, com uma portadora PWM, é similar ao desempenho

Tabela 4.4: Resumo do desempenho da topologia TT12B2B.

Topologia TT12B2B				
PWM		$P-1P$	$P-2P$	
Critérios		$\mu = 0,5$	$\mu = 0,5$	$\mu = 0$ ou 1
WTHD	i_{g1}	1,0	0,46	0,43
	e_{l1}	1,0	0,34	0,34
	i_{1a}	1,0	1,01	1,20
THD(i_{g1})	l_n	$\geq 1,0$	$\geq 0,5$	$\geq 0,5$
	f_{ch}	$\geq 10kHz$	$\geq 5kHz$	$\geq 5kHz$
$P_{c,loss}^{hf}$		0,74	0,65	0,77
P_t		1,08	1,08	0,73

da topologia trifásica-trifásica convencional. Com duas portadoras PWM e $\mu = 0,5$ é possível reduzir: (i) as WTHDs e THDs das tensões e correntes de entrada e saída, e (ii) as perdas de alta frequência dos capacitores do barramento CC, além de manter as THDs das correntes internas iguais as THDs da corrente i_{g1} da topologia convencional. Contudo, tem-se um aumento em quase 10% nas perdas dos semicondutores. A melhor opção de operação para a topologia TT12B2B é a utilização de duas portadoras PWM, com $\mu = 0$ ou $\mu = 1$, pois nesse caso, tem-se a diminuição em aproximadamente 54% das THDs das correntes da rede, em 66% das THDs das tensões fornecidas à carga trifásica, como também reduz as perdas nos capacitores do barramento CC em aproximadamente 23% e as perdas totais em quase 30%, quando comparada com a topologia convencional, com $\mu = 0,5$.

4.3 Conversor Trifásico-Trifásico com Doze Braços e um Barramento CC

O conversor CA-CC-CA trifásico-trifásico com doze braços e um barramento CC (TT12B1B), mostrado na Figura 4.19, é composto por quatro conversores trifásicos (conversores 1, 2, 3 e 4), uma carga trifásica (máquina de indução), um barramento CC, e dezoito indutores de filtro $L'_{g\beta}$, L_{ka} , L_{kb} , L_{kc} e $L'_{l\beta}$, com $\beta = 1, 2, 3$ e $k = 1, 2, 3, 4$. Os conversores (1, 2, 3 e 4) são formados pelas chaves q_{ka} , \bar{q}_{ka} , q_{kb} , \bar{q}_{kb} , q_{kc} e \bar{q}_{kc} .

4.3.1 Modelo Dinâmico

O modelo da topologia TT12B1B mostrado na Figura 4.19, com $L'_{g\beta} = L'_{l\beta} = 0$, é apresentado a seguir. O modelo dos conversores 1 e 3, no lado da rede elétrica, é definido pelo seguinte conjunto de equações:

$$e_{g1} = z_{1a}i_{1a} + v_{1a0} - v_{g0} \quad (4.74)$$

$$e_{g2} = z_{1b}i_{1b} + v_{1b0} - v_{g0} \quad (4.75)$$

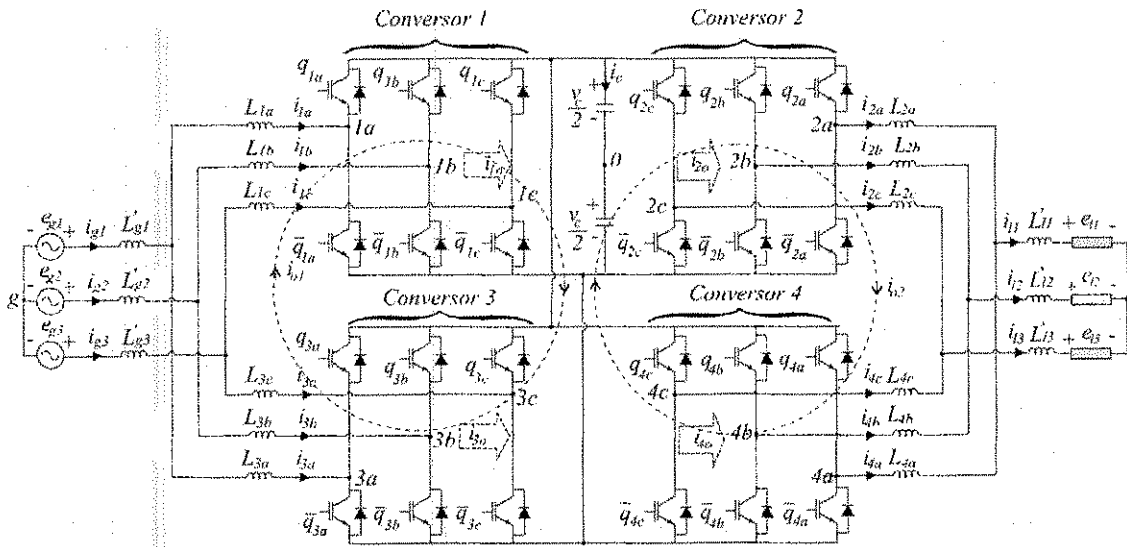


Figura 4.19: Conversor CA-CC-CA trifásico-trifásico com doze braços e um barramento CC (TT12B1B).

$$e_{g3} = z_{1c}i_{1c} + v_{1c0} - v_{g0} \tag{4.76}$$

$$e_{g1} = z_{3a}i_{3a} + v_{3a0} - v_{g0} \tag{4.77}$$

$$e_{g2} = z_{3b}i_{3b} + v_{3b0} - v_{g0} \tag{4.78}$$

$$e_{g3} = z_{3c}i_{3c} + v_{3c0} - v_{g0} \tag{4.79}$$

com

$$v_{g0} = \frac{1}{6} (v_{1a0} + v_{1b0} + v_{1c0} + v_{3a0} + v_{3b0} + v_{3c0}) \tag{4.80}$$

onde v_{g0} é a tensão do neutro da rede elétrica (g) até o ponto médio do barramento CC (0), v_{1a0} , v_{1b0} e v_{1c0} são as tensões de polo do conversor 1, v_{3a0} , v_{3b0} e v_{3c0} são as tensões de polo do conversor 3.

O modelo dos conversores no lado da carga é determinado pelas equações (3.113)-(3.118).

Na topologia TT12B1B, tem-se a formação de duas malhas de circulação entre os conversores CA-CC-CA. Uma malha no lado da rede, entre os conversores 1 e 3, e a outra malha no lado da carga, entre os conversores 2 e 4. Para os conversores no lado da rede, tem-se:

$$z_{1a}i_{1a} - z_{3a}i_{3a} + v_{1a0} - v_{3a0} = 0 \tag{4.81}$$

$$z_{1b}i_{1b} - z_{3b}i_{3b} + v_{1b0} + v_{3b0} = 0 \tag{4.82}$$

$$z_{1c}i_{1c} - z_{3c}i_{3c} + v_{1c0} + v_{3c0} = 0. \tag{4.83}$$

Somando as equações (4.81)-(4.83) a tensão de circulação v_{o1} no lado da rede é definida por

$$v_{o1} = i_{1a}z_{1a} + i_{1b}z_{1b} + i_{1c}z_{1c} - i_{3a}z_{3a} - i_{3b}z_{3b} - i_{3c}z_{3c} \tag{4.84}$$

com

$$v_{o1} = -v_{1a0} - v_{1b0} - v_{1c0} + v_{3a0} + v_{3b0} + v_{3c0}. \tag{4.85}$$

Enquanto que a tensão de circulação no lado da carga (v_{o2}) é determinada pelas equações (3.123)-(3.124).

A partir das correntes internas de entrada e saída dos conversores (i_{1a} a i_{4c}), as correntes de circulação em cada conversor são definidas pela equação (4.20). Contudo, podem-se escrever as correntes de circulação de cada conversor em função das correntes de circulação entre os conversores (i_{o1} e i_{o2}). Para a topologia TT12B1B é possível escrever duas equações para as correntes de circulação, ou seja:

$$i_{o1} = i_{1o} = -i_{3o} \quad (4.86)$$

$$i_{o2} = i_{2o} = -i_{4o}. \quad (4.87)$$

A partir das equações (4.74)-(4.79), aplicando a transformada odq [equações (4.22)-(4.24)] e fazendo $v_{1n} = v_{1n0} - v_{l0}$ e $v_{3n} = v_{3n0} - v_{l0}$, com $n=a, b, c$, o modelo odq dos conversores trifásicos é representado pelas equações (4.25)-(4.28).

Enquanto que, substituindo as equações (4.86), (4.87), (4.22)-(4.24) nas equações (3.127) e (3.128) o modelo das tensões de circulação, torna-se:

$$v_{o1} = \sqrt{3}i_{o1}(z_{1o} + z_{3o}) + \sqrt{3}(i_{1d}z_{1od} + i_{1q}z_{1oq}) - \sqrt{3}(i_{3d}z_{3od} + i_{3q}z_{3oq}) \quad (4.88)$$

$$v_{o2} = \sqrt{3}i_{o2}(z_{2o} + z_{4o}) + \sqrt{3}(i_{2d}z_{2od} + i_{2q}z_{2oq}) - \sqrt{3}(i_{4d}z_{4od} + i_{4q}z_{4oq}) \quad (4.89)$$

Dessas equações, utilizam-se as tensões v_{o1} e v_{o2} para regular as correntes de circulação i_{o1} e i_{o2} entre os conversores, respectivamente.

Considerando o sistema equilibrado, e considerando $z_g = z_1/2$ e $z_l = z_2/2$, o modelo da topologia TT12B1B pode ser resumido pelo seguinte grupo de equações:

$$v_{gd} = e_{gd} - z_g i_{gd} \quad (4.90)$$

$$v_{gq} = e_{gq} - z_g i_{gq} \quad (4.91)$$

$$v_{ld} = e_{ld} + z_l i_{ld} \quad (4.92)$$

$$v_{lq} = e_{lq} + z_l i_{lq} \quad (4.93)$$

$$v_{o1} = 4\sqrt{3}z_g i_{o1} \quad (4.94)$$

$$v_{o2} = 4\sqrt{3}z_g i_{o2}. \quad (4.95)$$

A generalização do topologia trifásica-trifásica com N conversores $CA-CC-CA$ conectados em paralelo, compartilhando o mesmo barramento CC , com $L'_{g\beta} \neq 0$ e $L'_{l\beta} \neq 0$, é apresentada no apêndice D.2.

4.3.2 Estratégia PWM

As tensões de polo v_{1n0} , v_{2n0} , v_{3n0} e v_{4n0} , em função dos estados de condução das chaves são dadas por:

$$v_{1n0} = (2s_{q1n} - 1) \frac{v_c}{2} \quad (4.96)$$

$$v_{2n0} = (2s_{q2n} - 1) \frac{v_c}{2} \quad (4.97)$$

$$v_{3n0} = (2s_{q3n} - 1) \frac{v_c}{2} \quad (4.98)$$

$$v_{4n0} = (2s_{q4n} - 1) \frac{v_c}{2} \quad (4.99)$$

Considerando que as tensões de referência v_{kd}^* , v_{kq}^* , v_{o1}^* e v_{o2}^* são fornecidas pelos controladores, com $k = 1, 2, 3, 4$, tem-se:

$$v_{kd}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(v_{ka0}^* - \frac{v_{kb0}^*}{2} - \frac{v_{kc0}^*}{2} \right) \quad (4.100)$$

$$v_{kq}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} v_{kb0}^* - \frac{\sqrt{3}}{2} v_{kc0}^* \right) \quad (4.101)$$

$$v_{o1}^* = -v_{1a0}^* - v_{1b0}^* - v_{1c0}^* + v_{3a0}^* + v_{3b0}^* + v_{3c0}^* \quad (4.102)$$

$$v_{o2}^* = v_{2a0}^* + v_{2b0}^* + v_{2c0}^* - v_{4a0}^* - v_{4b0}^* - v_{4c0}^* \quad (4.103)$$

Os sinais de gatilho das chaves podem ser obtidos diretamente das equações de polo de referência v_{ka0}^* , v_{kb0}^* e v_{kc0}^* . Assim, são necessárias doze equações para o cálculo do PWM. Logo, as dez equações fornecidas pelos controladores (4.100)-(4.103) 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:

$$v_x^* = \frac{1}{3} (v_{1a0}^* + v_{1b0}^* + v_{1c0}^*) \quad (4.104)$$

$$v_y^* = \frac{1}{3} (v_{2a0}^* + v_{2b0}^* + v_{2c0}^*) \quad (4.105)$$

A partir das equações (3.52), (3.53), (4.100)-(4.105), as tensões de polo de referência são determinadas pelas seguintes equações:

$$v_{1a0}^* = v_{1a}^* + v_x^* \quad (4.106)$$

$$v_{1b0}^* = v_{1b}^* + v_x^* \quad (4.107)$$

$$v_{1c0}^* = v_{1c}^* + v_x^* \quad (4.108)$$

$$v_{2a0}^* = v_{2a}^* + v_y^* \quad (4.109)$$

$$v_{2b0}^* = v_{2b}^* + v_y^* \quad (4.110)$$

$$v_{2c0}^* = v_{2c}^* + v_y^* \quad (4.111)$$

$$v_{3a0}^* = v_{3a}^* + \frac{v_{o1}^*}{3} + v_x^* \quad (4.112)$$

$$v_{3b0}^* = v_{3b}^* + \frac{v_{o1}^*}{3} + v_x^* \quad (4.113)$$

$$v_{3c0}^* = v_{3c}^* + \frac{v_{o1}^*}{3} + v_x^* \quad (4.114)$$

$$v_{4a0}^* = v_{4a}^* - \frac{v_{o2}^*}{3} + v_y^* \quad (4.115)$$

$$v_{4b0}^* = v_{4b}^* - \frac{v_{o2}^*}{3} + v_y^* \quad (4.116)$$

$$v_{4c0}^* = v_{4c}^* - \frac{v_{o2}^*}{3} + v_y^* \quad (4.117)$$

com as tensões de referências v_{ka}^* , v_{kb}^* e v_{kc}^* determinadas pelas equações (4.65)-(4.67).

Dessas equações, observa-se que as tensões de polo dependem das tensões v_{ka}^* , v_{kb}^* , v_{kc}^* , v_{o1}^* e v_{o2}^* , 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 (2.153)-(2.156) (veja a subseção 2.2.2), com as tensões $V_{x1}^* = \{v_{1a}^*, v_{1b}^*, v_{1c}^*, v_{3a}^* + v_{o1}^*/3, v_{3b}^* + v_{o1}^*/3, v_{3c}^* + v_{o1}^*/3\}$ e $V_{y1}^* = \{v_{2a}^*, v_{2b}^*, v_{2c}^*, v_{4a}^* - v_{o2}^*/3, v_{4b}^* - v_{o2}^*/3, v_{4c}^* - v_{o2}^*/3\}$. Essas tensões podem ser escritas em função do fator de distribuição de roda livre, μ , a partir das equações (2.68)-(2.69).

4.3.3 Estratégia de Controle

A Figura 4.20 ilustra o diagrama de controle do conversor CA-CC-CA TT12B1B, mostrado na Figura 4.19. A partir desse diagrama, a tensão v_c do barramento CC é regulada pelo controlador PI convencional, representado pelo bloco R_c . Esse controlador fornece a amplitude da corrente de referência da rede I_g^* . O controle do fator de potência é obtido sincronizando as correntes instantâneas de referência i_{1abc}^* e i_{3abc}^* desejadas nas entradas dos conversores 1 e 3, com as tensões da rede trifásica, aplicando o bloco de sincronismo G_{ir} . As amplitudes das correntes internas são consideradas iguais à metade da amplitude das correntes da rede, isto é, $i_{1abc}^* = i_{3abc}^* = i_{g123}^*/2$

As correntes i_{1abc}^* e i_{3abc}^* são aplicadas aos blocos $123/dq$, com base na transformada dq [equações (3.52) e (3.53)], definindo assim, as correntes i_{1dq}^* e i_{3dq}^* . Os controles das correntes i_{1dq}^* e i_{3dq}^* são implementados usando controladores de dupla sequência, representados pelos blocos R_{i1dq} e R_{i3dq} . Os controladores R_{i1dq} e R_{i3dq} fornecem as tensões de referência v_{1dq}^* e v_{3dq}^* , que são aplicadas aos blocos $dq/123$, encontrando as tensões de referência v_{1abc}^* e v_{3abc}^* , desejadas nas entradas dos conversores 1 e 3, respectivamente.

As correntes de circulação i_{o1} e i_{o2} são determinadas pelos blocos $odq/123$ e G_{io2} , respectivamente. A corrente i_{o1} é determinada pelas equações (4.20) e (4.86), a partir das correntes internas i_{1a} , i_{1b} e i_{1c} . A corrente i_{o2} é determinada pelas equações (4.20) e (4.87) a partir das correntes internas i_{2a} , i_{2b} e i_{2c} . Essas correntes são reguladas pelos controladores de dupla sequência R_{o1} e R_{o2} . Na saída desses controladores, encontram-se as tensões de circulação de referência v_{o1}^* e v_{o2}^* , respectivamente.

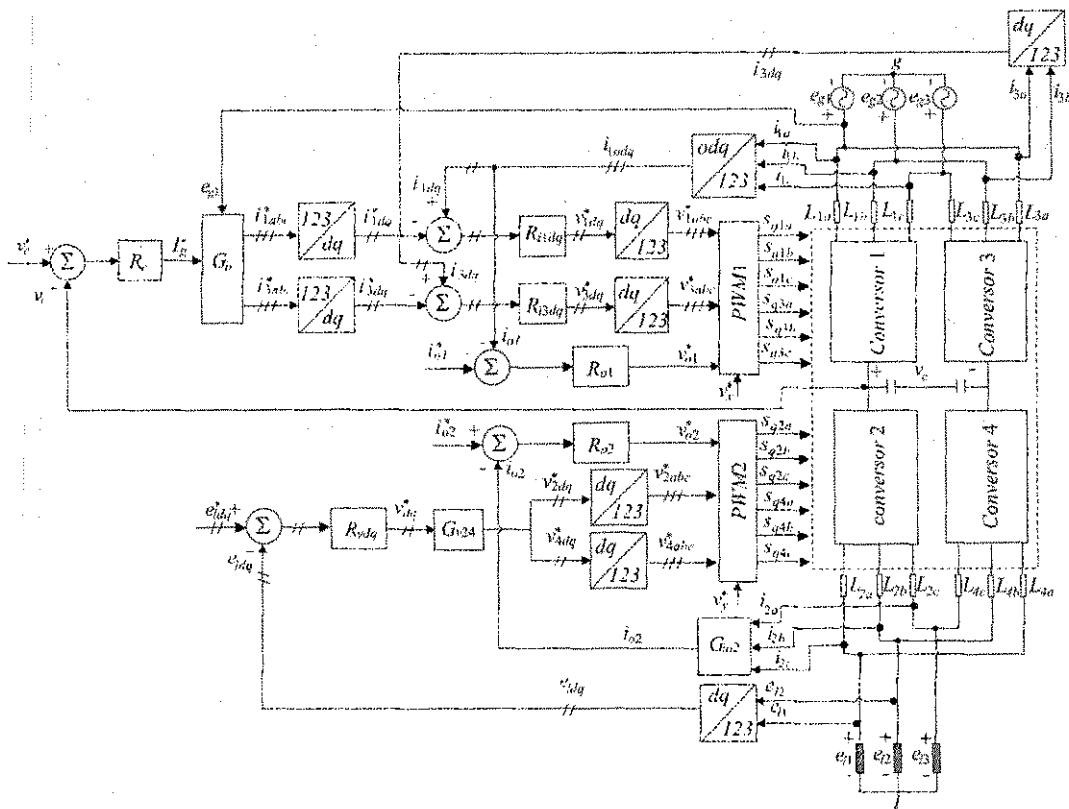


Figura 4.20: Diagrama de blocos do controle do conversor TT12B1B.

O controle das tensões dq da carga trifásica é realizado por dois controladores PI de dupla sequência, representados pelo bloco R_{vdq} . Na saída desses controladores, encontram-se as tensões de referência v_{dq}^* . As tensões aplicadas a cada conversor são determinadas a partir do bloco G_{v24} , com $v_{2dq}^* = v_{4qd}^* = v_{dq}^*/2$. Essas tensões são aplicadas aos blocos $dq/123$, fornecendo as tensões v_{2abc}^* e v_{4abc}^* , como mostrado no diagrama de controle da Figura 4.20.

As tensões de referência geradas pelos controladores v_{1abc}^* , v_{3abc}^* , v_{o1}^* , v_{o2}^* , v_{2abc}^* e v_{4abc}^* , e as tensões auxiliares v_x^* e v_y^* , são aplicadas aos blocos $PWM1$ e $PWM2$ para o cálculo das tensões de polo de referência, a partir das equações (4.106)-(4.117). Essas tensões de polo são então comparadas com uma ou duas portadoras PWM para gerar os sinais de gatilho das chaves do conversor TT12B1B.

4.3.4 Análise da WTHD

As WTHDs das tensões v_{gd} , v_{gq} , v_{ld} e v_{lq} , da topologia TT12B1B, são iguais às WTHDs da topologia TT12B2B mostradas nas Figuras 4.5 e 3.5, conforme apresentadas nas subseções 4.2.4 e 3.3.4.

4.3.5 Análise da THD para Diferentes Indutores de Filtro

As THDs das correntes da rede, da topologia TT12B1B, para diferentes valores de l_n , são iguais às taxas de distorção harmônica das correntes i_{g1} , i_{g2} e i_{g3} , da topologia TT12B2B, mostradas na Figura 4.7 (veja a subseção 4.2.5). Por outro lado, as THDs das correntes internas são diferentes das THDs da topologia TT12B2B. Nesse sentido, são mostradas na Figura 4.21, as THDs da corrente i_{1a} para diferentes valores de $l_n = l_g(P)/l_g(C)$, com $l_g(P) = l_1/2.0$. Nota-se que a THD da corrente i_{1a} , com uma portadora PWM, é igual à THD da corrente rede. Contudo, com duas portadoras PWM, a THD é maior. Com a redução no valor da indutância de filtro, ou seja $l_n < 1$, tem-se o aumento das THDs das correntes internas, conforme mostrado para a corrente i_{1a} na Figura 4.21.

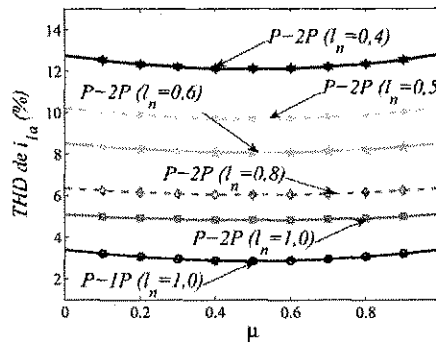


Figura 4.21: THD da corrente i_{1a} em função de μ para diferentes valores de l_n

Assim, quando $l_n = 0,5$, a THD da corrente i_{g1} da topologia TT12B1B, com $\mu = 0$, é menor que a THD da corrente i_{g1} da topologia convencional, com $\mu = 0,5$ (redução de quase 13% no valor da THD), mas nesse caso, a THD da corrente i_{1a} é quase 4,5 vezes maior que a THD da corrente i_{g1} da topologia convencional. As THDs das outras correntes internas, dos conversores 1 e 3 (i_{1b} , i_{1c} , i_{3a} , i_{3b} e i_{3c}), são iguais às THDs da corrente i_{1a} e não serão apresentadas.

4.3.6 Análise da THD em Função da Frequência Chaveamento

As THDs da corrente i_g , da topologia TT12B1B, obtidas para diferentes valores da frequência de chaveamento com $l_n = 1,0$, são iguais às THDs da topologia TT12B2B, discutida anteriormente, sendo mostradas na Figura 4.8.

4.3.7 Barramento CC

A partir das equações (4.106)-(4.117), a tensão v_c mínima desejada no banco de capacitores, do barramento CC da topologia TT12B1B, é definida por:

$$v_c^* \geq \max |v_{ka0}^* - v_{kb0}^*| \quad (4.118)$$

$$v_c^* \geq \max |v_{kb0}^* - v_{kc0}^*| \quad (4.119)$$

$$v_c^* \geq \max |v_{kc0}^* - v_{ka0}^*| \quad (4.120)$$

com $k = 1, 2, 3, 4$.

Assim, a partir da Figura 4.19, a tensão v_c mínima pode ser determinada pelo seguinte conjunto de equações:

$$v_c^* \geq \max |v_{ka} - v_{kb}| \quad (4.121)$$

$$v_c^* \geq \max |v_{kb} - v_{kc}| \quad (4.122)$$

$$v_c^* \geq \max |v_{kc} - v_{ka}|. \quad (4.123)$$

Dessas equações, percebe-se que a tensão v_c^* mínima, desejada no barramento CC da topologia TT12B1B, é igual à tensão v_c da topologia MT10B2B. Desta maneira, a relação da tensão v_c em relação ao ângulo de sincronismo ε é mostrado na Figura 3.26 (veja a subseção 3.3.7 no capítulo 3).

Outra importante característica em relação aos capacitores do barramento CC, que deve ser levada em consideração, é o valor da corrente RMS dos capacitores. Nesse sentido, exibem-se na Figura 4.22, os espectros das harmônicas da corrente do capacitor da topologia convencional e da topologia TT12B1B. As curvas mostradas nessa figura são: topologia convencional, com $\mu = 0$, $\mu = 0,5$ e $\mu = 1$, e topologia TT12B1B usando uma e duas portadoras PWM, com $\mu = 0$, $\mu = 0,5$ e $\mu = 1$. Esses resultados foram obtidos a partir dos parâmetros, apresentados na Tabela A.12.

As amplitude dos espectros das harmônicas da corrente de capacitor da topologia TT12B1B, com uma portadora PWM, são maiores que as amplitudes dos espectros da topologia convencional. Contudo, com duas portadoras PWM, tem-se uma grande redução nas amplitudes dos espectros das harmônicas da corrente do capacitor. Em comparação com a topologia convencional, a maior redução nas harmônicas de alta frequência da corrente do capacitor é obtida usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$.

A Tabela 4.5 mostra os valores da corrente $I_{c,rms}^{hf}$ da topologia TT12B1B, normalizados pela corrente $I_{c,rms}^{hf}$ da topologia convencional, com $\mu = 0,5$. Os valores das correntes $I_{c,rms}^{hf}$ foram calculadas pela equação (2.93), a partir do espectro das harmônicas da corrente do capacitor mostrado na Figura 4.22. A maior redução da corrente $I_{c,rms}^{hf}$ foi obtida usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. Nesse caso, a redução da corrente RMS foi de aproximadamente 38% em comparação com a topologia convencional, com $\mu = 0,5$.

Tabela 4.5: Corrente $I_{c,rms}^{hf}$ da topologia TT12B1B, normalizada pela corrente $I_{c,rms}^{hf}$ da topologia convencional.

Estratégias PWM	Corrente $I_{c,rms}^{hf}(P)/I_{c,rms}^{hf}(C)$		
	$\mu = 0$	$\mu = 0,5$	$\mu = 1$
$P-1P$	1,22	1,14	1,22
$P-2P$	0,72	0,62	0,72

As perdas de potência de alta frequência ($P_{c,loss}^{hf}$) são definidas pela equação (2.94). Assumindo que $ESR_{100Hz}(P) = ESR_{100Hz}(C)$, a redução das perdas de alta frequência do capacitor da

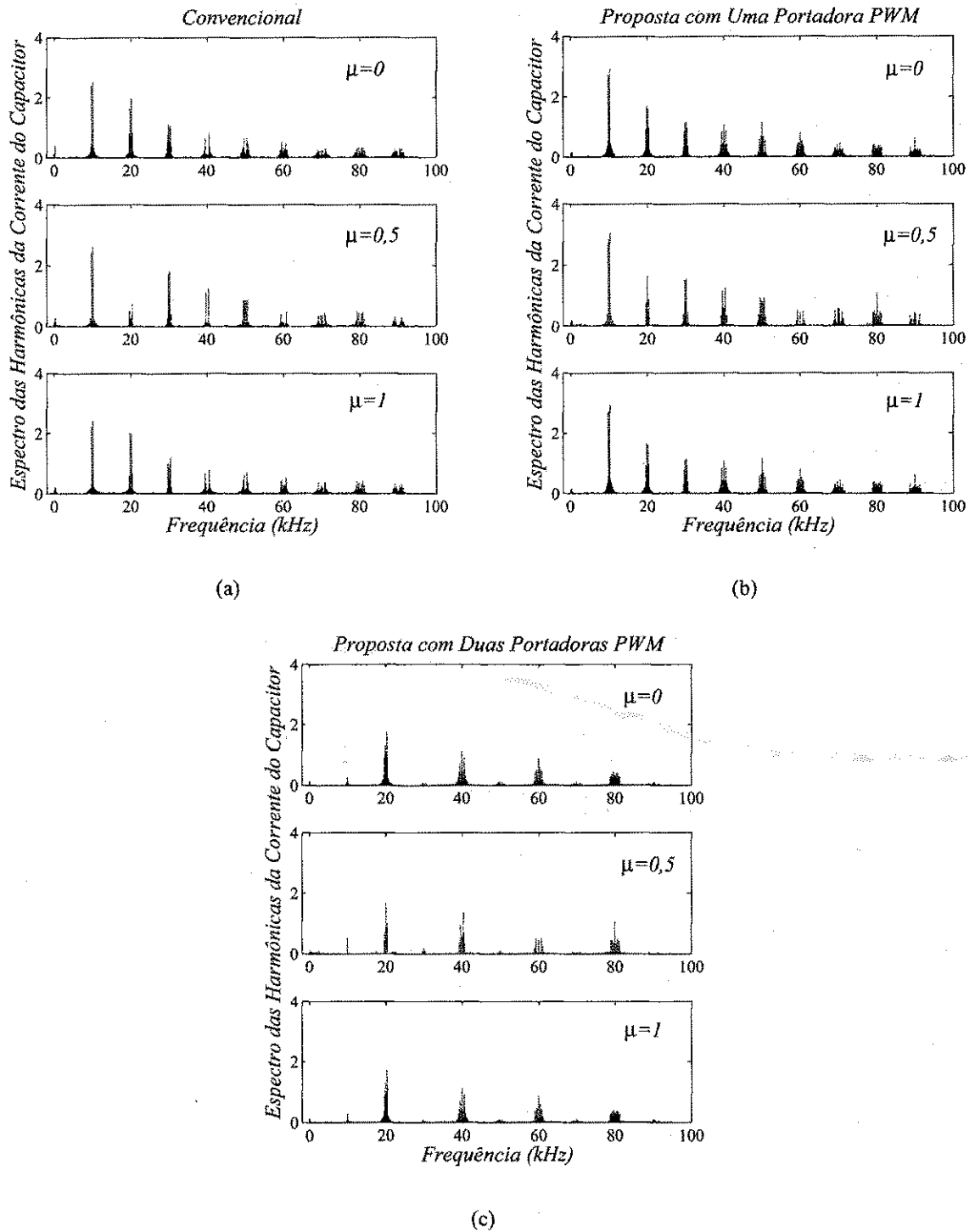


Figura 4.22: Espectro das harmônicas da corrente do capacitor i_c . (a) Topologia convencional. (b) Topologia TT12B1B usando uma portadora PWM. (c) Topologia TT12B1B usando duas portadoras PWM.

topologia TT12B1B usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$, foi de aproximadamente 61% em comparação com a topologia convencional, com $\mu = 0,5$.

4.3.8 Perdas nos Semicondutores

As perdas de condução (P_{cd}), perdas de chaveamento (P_{ch}) e as perdas totais ($P_t = P_{cd} + P_{ch}$) da topologia TT12B1B são iguais às perdas obtidas para a topologia TT12B2B (Figura 4.10 e Tabela 4.2), apresentadas na subseção 4.2.8.

4.3.9 Resultados de Simulação

O conversor CA-CC-CA trifásico-trifásico em paralelo, com doze braços e um barramento CC (TT12B1B), apresentado na Figura 4.19, foi estudado através de um programa de simulação, considerando o sistema equilibrado com os parâmetros mostrados na Tabela A.12.

Os resultados de simulação são apresentados nas Figuras 4.23-4.28. As curvas mostradas nessas figuras são: tensão e corrente da fase 1 da rede trifásica (e_{g1} e i_{g1}), correntes internas do conversor 1 (i_{1a} , i_{1b} e i_{1c}), correntes internas do conversor 3 (i_{3a} , i_{3b} e i_{3c}), correntes de circulação (i_{o1} e i_{o2}), tensão do barramento CC (v_c), correntes da carga trifásica (i_{l1} , i_{l2} e i_{l3}) e tensões da carga trifásica (e_{l1} , e_{l2} e e_{l3}).

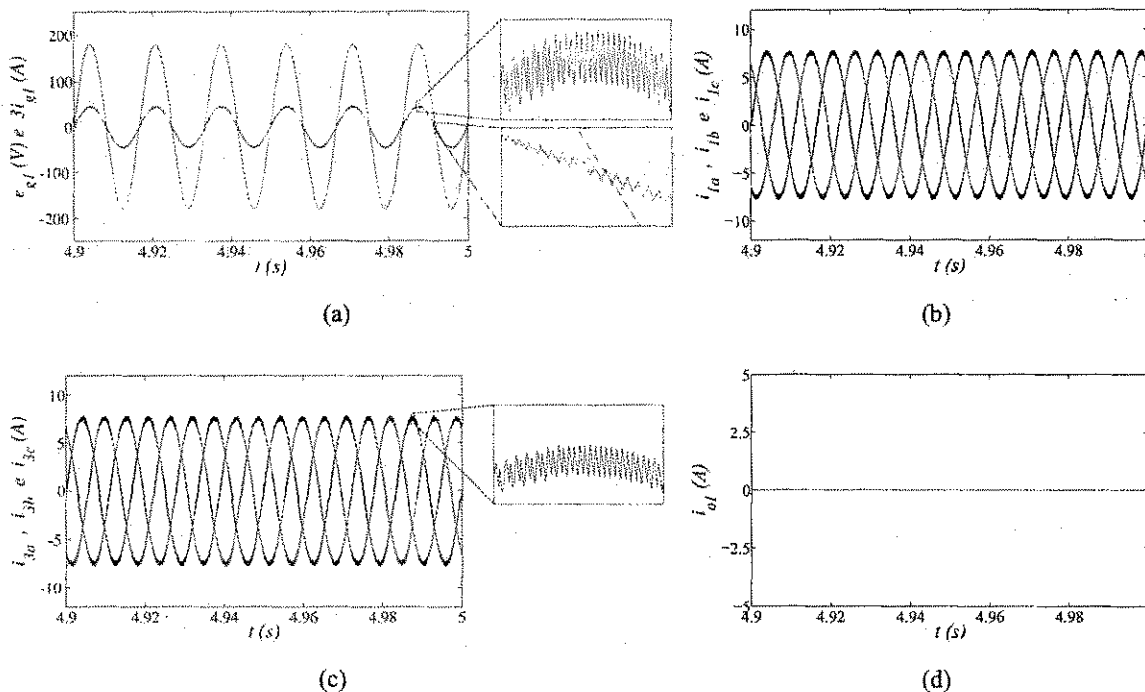


Figura 4.23: Resultados de simulação da topologia TT12B1B usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão e corrente da fase 1 da rede (e_{g1} e i_{g1}). (b) Correntes dos conversor 1 (i_{1a} , i_{1b} e i_{1c}). (c) Correntes dos conversor 3 (i_{3a} , i_{3b} e i_{3c}). (d) Corrente de circulação i_{o1} .

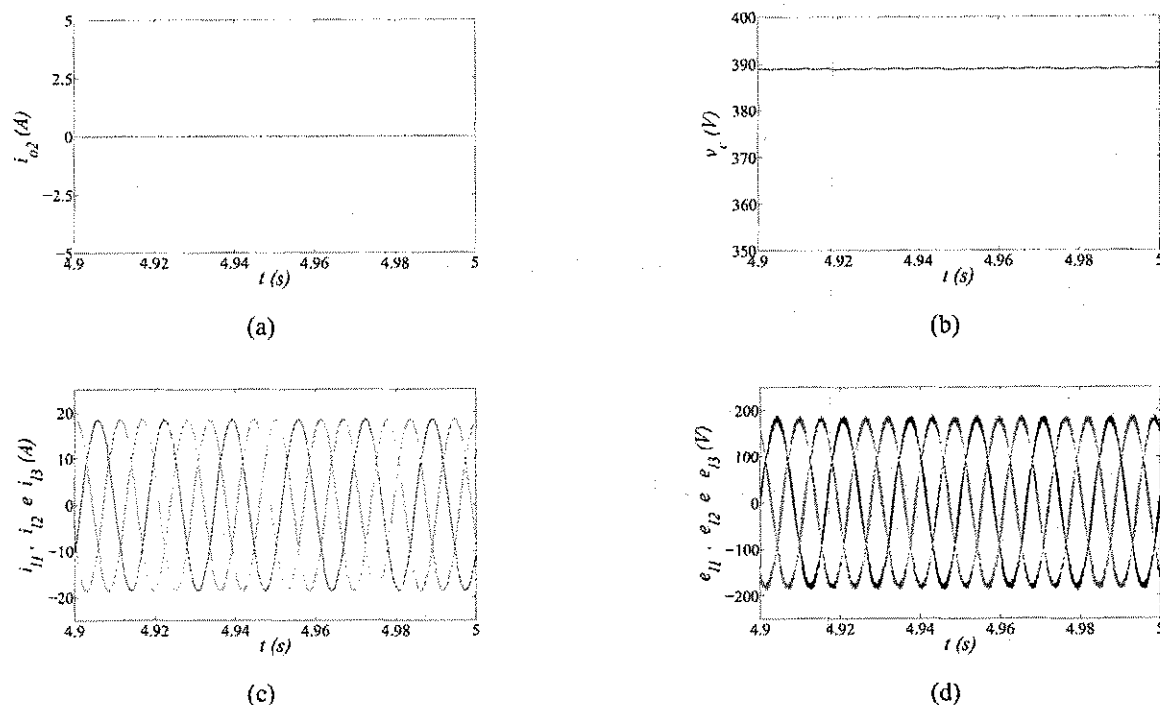


Figura 4.24: Resultados de simulação da topologia TT12B1B usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Corrente de circulação i_{o2} . (b) Tensão do barramento CC (v_c). (c) Correntes da carga (i_{l1} , i_{l2} e i_{l3}). (d) Tensões da carga (e_{l1} , e_{l2} e e_{l3}).

Exibem-se, nas Figuras 4.23 e 4.24, os resultados utilizando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. Desses resultados, percebe-se um adequado funcionamento do sistema de controle, com a corrente i_{g1} senoidal e em fase com a tensão e_{g1} [veja a Figura 4.23(a)], as duas correntes de circulação iguais a zero [conforme mostrado nas Figuras 4.23(d) e 4.24(a)], e a tensão do barramento CC e da carga trifásica sob controle [como mostrado nas Figuras 4.24(b) e 4.24(c)]. Em virtude da conexão dos conversores CA-CC-CA em paralelo, a amplitude das correntes internas dos conversores trifásicos equivale à metade da amplitude da corrente da rede, como pode ser visto nas Figuras 4.23(b) e 4.23(c).

Os resultados de simulação usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$, são mostrados nas Figuras 4.25 e 4.26. Desses resultados, percebe-se uma redução nas componentes de alta frequência na corrente i_{g1} da rede trifásica e nas tensões trifásicas da carga, quando comparada ao caso anterior usando uma portadora PWM, conforme mostrado nas Figuras 4.25(a) e 4.26(d). Além disso, observa-se um aumento nas componentes de alta frequência nas correntes internas e nas correntes de circulação [veja as Figuras 4.25(b), 4.25(c), 4.25(d) e 4.26(a)].

As Figuras 4.15 e 4.16 ilustram os resultados de simulação usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0$. Neste caso, observa-se que as correntes da rede e as tensões da carga apresentam uma maior redução nas componentes de alta frequência, conforme mostrado nas Figuras 4.27(a) e 4.16(d), por outro lado, com $\mu = 0$, tem-se um aumento nas componentes de alta frequência das correntes internas e de circulação [como pode ser visto nas Figuras 4.27(b), 4.27(c), 4.27(d) e

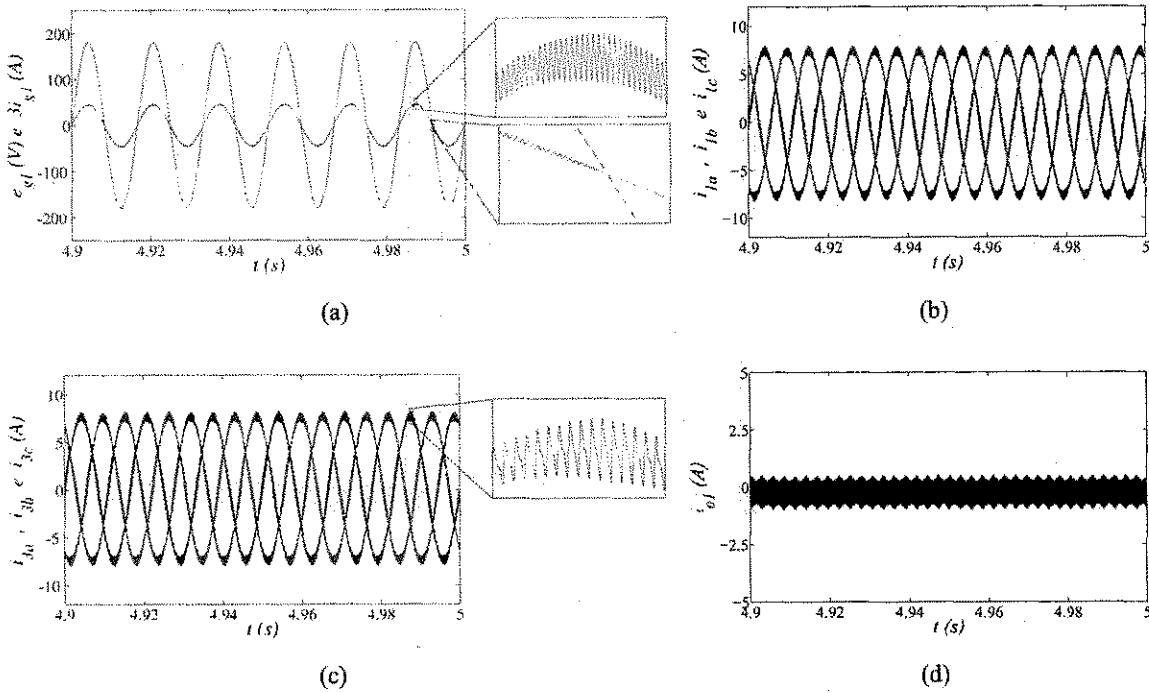


Figura 4.25: Resultados de simulação da topologia TT12B1B usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão e corrente da fase 1 da rede (e_{g1} e i_{g1}). (b) Correntes dos conversor 1 (i_{1a} , i_{1b} e i_{1c}). (c) Correntes dos conversor 3 (i_{3a} , i_{3b} e i_{3c}). (d) Corrente de circulação i_{o1} .

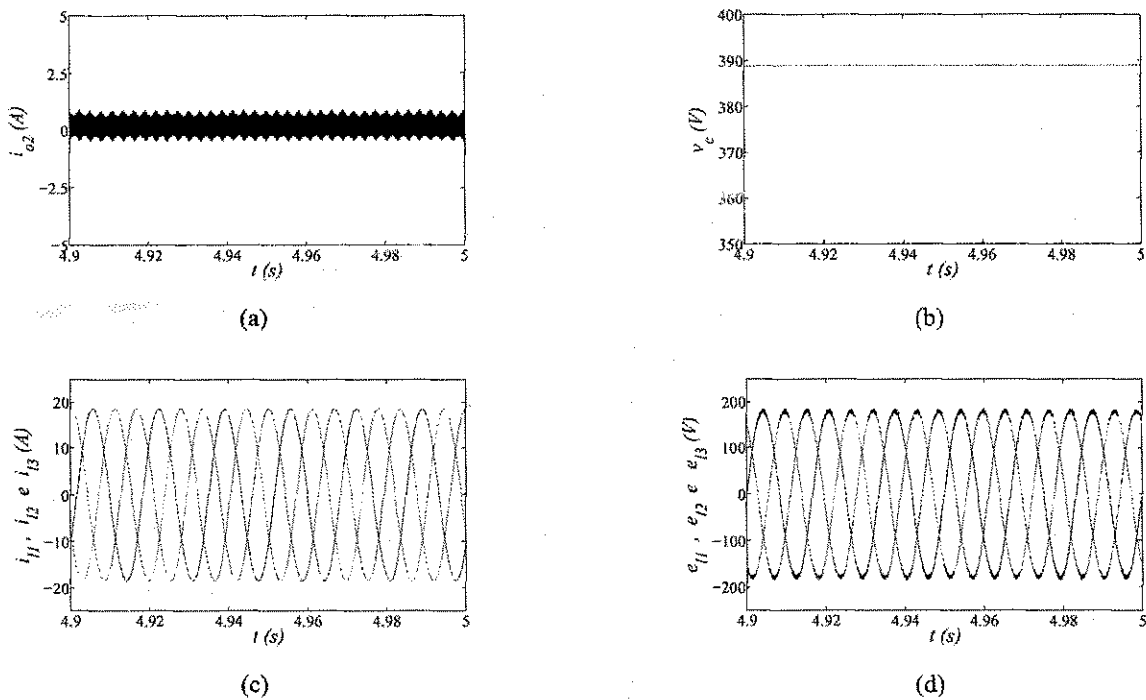


Figura 4.26: Resultados de simulação da topologia TT12B1B usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Corrente de circulação i_{o2} . (b) Tensão do barramento CC (v_c). (c) Correntes da carga (i_{l1} , i_{l2} e i_{l3}). (d) Tensões da carga (e_{l1} , e_{l2} e e_{l3}).

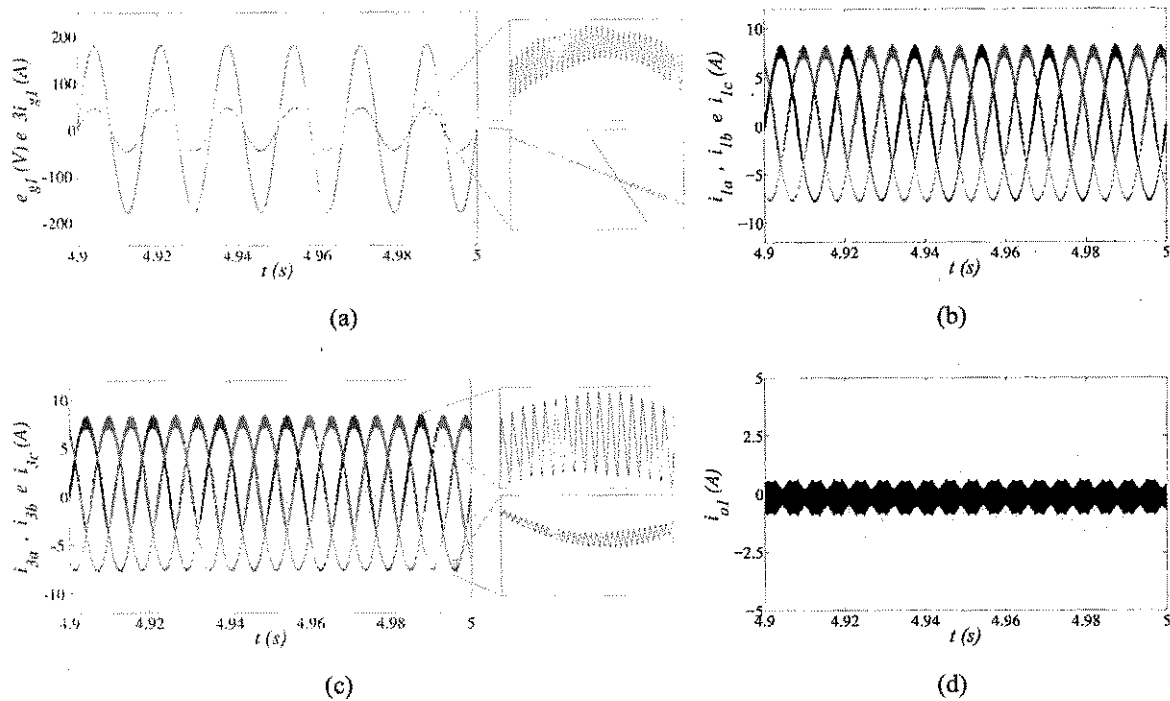


Figura 4.27: Resultados de simulação da topologia TT12B1B usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0$. (a) Tensão e corrente da fase 1 da rede (e_{g1} e i_{g1}). (b) Correntes dos conversor 1 (i_{1a} , i_{1b} e i_{1c}). (c) Correntes dos conversor 3 (i_{3a} , i_{3b} e i_{3c}). (d) Corrente de circulação i_{o1} .

4.28(a)], quando comparadas ao caso anterior usando uma portadora PWM.

4.3.10 Resultados Experimentais

Os resultados experimentais foram obtidos a partir de uma plataforma de desenvolvimento experimental, utilizando como carga uma máquina de indução hexafásica. Foi utilizada uma máquina hexafásica assimétrica formada por dois grupos trifásicos, com neutros separados, conforme ilustrada na Figura E.1. A máquina de indução hexafásica isola os conversores no lado da carga, devido aos neutros separados, o que evita a circulação de corrente entre eles, isto é, $i_{o2} = 0$.

Os resultados experimentais exibidos nas Figuras 4.29 e 4.31, foram obtidos com os parâmetros mostrados na Tabela 4.6. O objetivo desses resultados é mostrar de forma parcial o adequado funcionamento da topologia TT12B1B. As curvas mostradas nessas figuras são: tensões e correntes das fases 1 e 2 da rede trifásica (e_{g1} , e_{g2} , i_{g1} e i_{g2}), correntes internas do conversor 1 (i_{1a} , i_{1b} e i_{1c}), correntes internas do conversor 3 (i_{3a} e i_{3c}), corrente de circulação (i_{o1}), tensão do barramento CC (v_c), correntes da carga (i_{s1} , i_{s2} , i_{s4} e i_{s5}) e tensões na carga (v_{s1} , v_{s2} , v_{s4} e v_{s5}).

Exibem-se, nas Figuras 4.29 e 4.30, os resultados experimentais obtidos utilizando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. Desses resultados, percebe-se que o sistema de controle funcionou de maneira satisfatória, garantindo: correntes na rede trifásica (i_{g1} e i_{g2}) senoidais e em fase com as

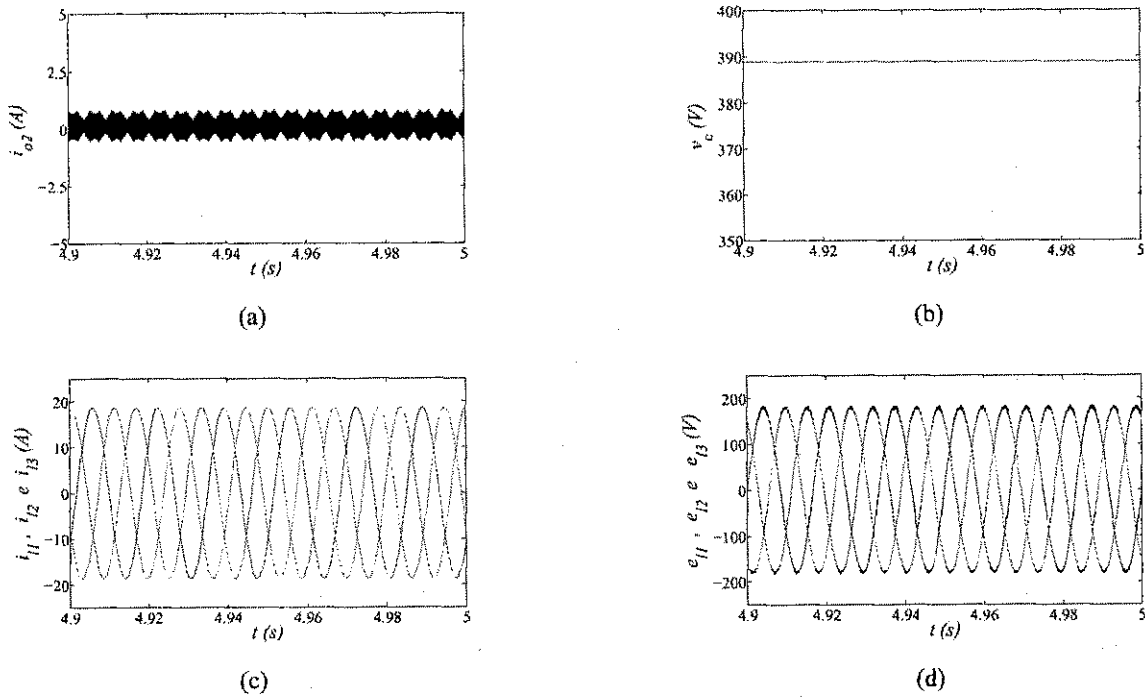


Figura 4.28: Resultados de simulação da topologia TT12B1B usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0$. (a) Corrente de circulação i_{o2} . (b) Tensão do barramento CC (v_c). (c) Correntes da carga (i_{l1} , i_{l2} e i_{l3}). (d) Tensões da carga (e_{l1} , e_{l2} e e_{l3}).

Tabela 4.6: Parâmetros utilizados nos resultados experimentais da topologia TT12B1B.

Parâmetros	Valores
Tensão da rede (E_g)	60V (RMS)
Tensão da carga (E_l)	60V (RMS)
Frequência da carga (f_s)	30Hz
Carga: motor de indução Hexafásico	1,0kW
Carga Resistiva	600W
Tensão do barramento CC (v_c)	200V
Capacitância (C)	4400 μ F
Período de amostragem	100 μ s
Frequência de chaveamento (f_{ch})	10kHz

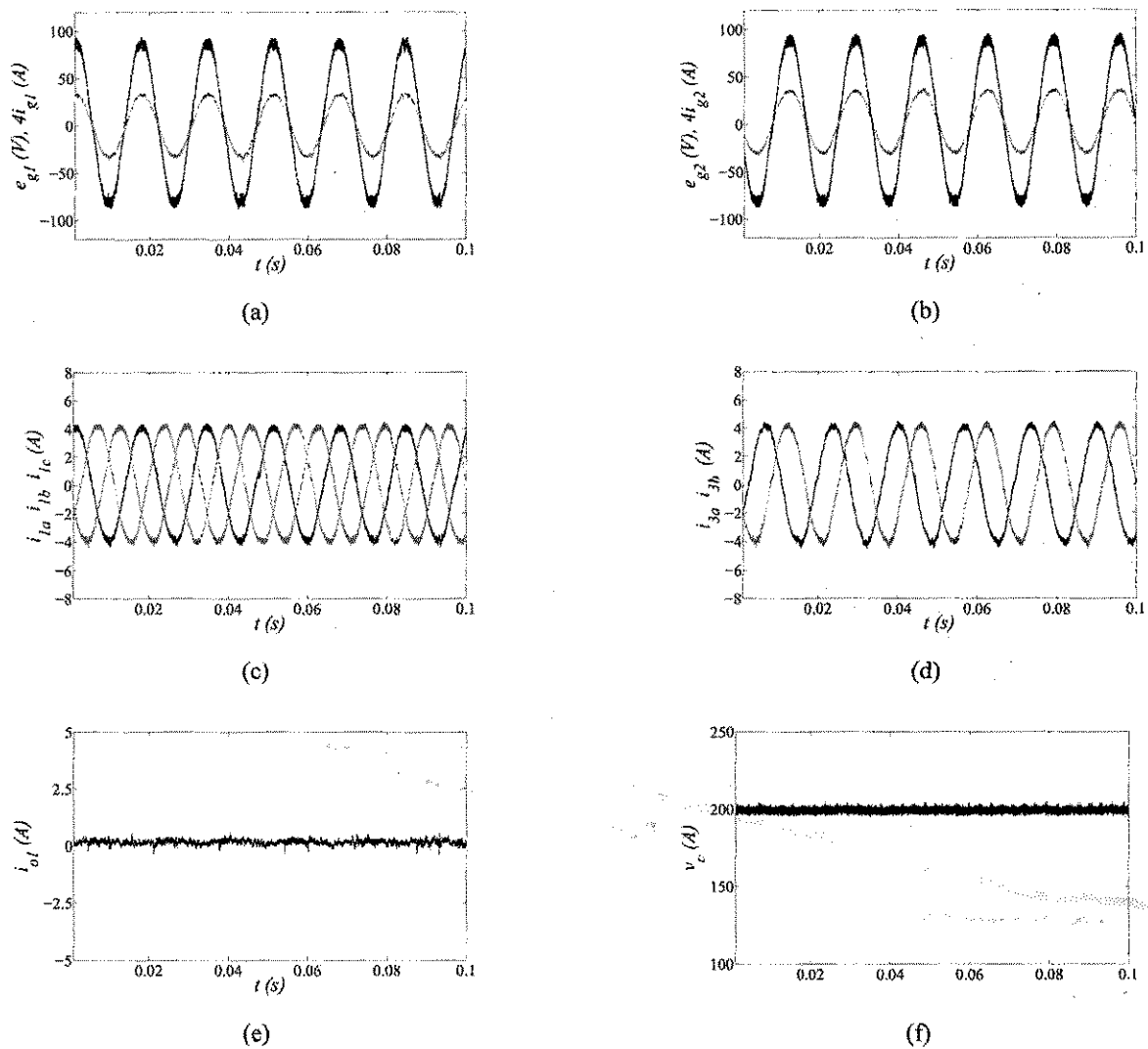


Figura 4.29: Resultados experimentais em regime permanente da topologia TT10B1B usando uma portadora PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão e corrente da fase 1 das rede trifásica (e_{g1} e i_{g1}). (b) Tensão e corrente da fase 2 rede trifásica (e_{g2} e i_{g2}). (c) Correntes internas do conversor 1 (i_{1a} , i_{1b} e i_{1c}). (d) Correntes internas do conversor 3 (i_{3a} e i_{3b}). (e) Corrente de circulação (i_{o1}). (f) Tensão do barramento CC (v_c).

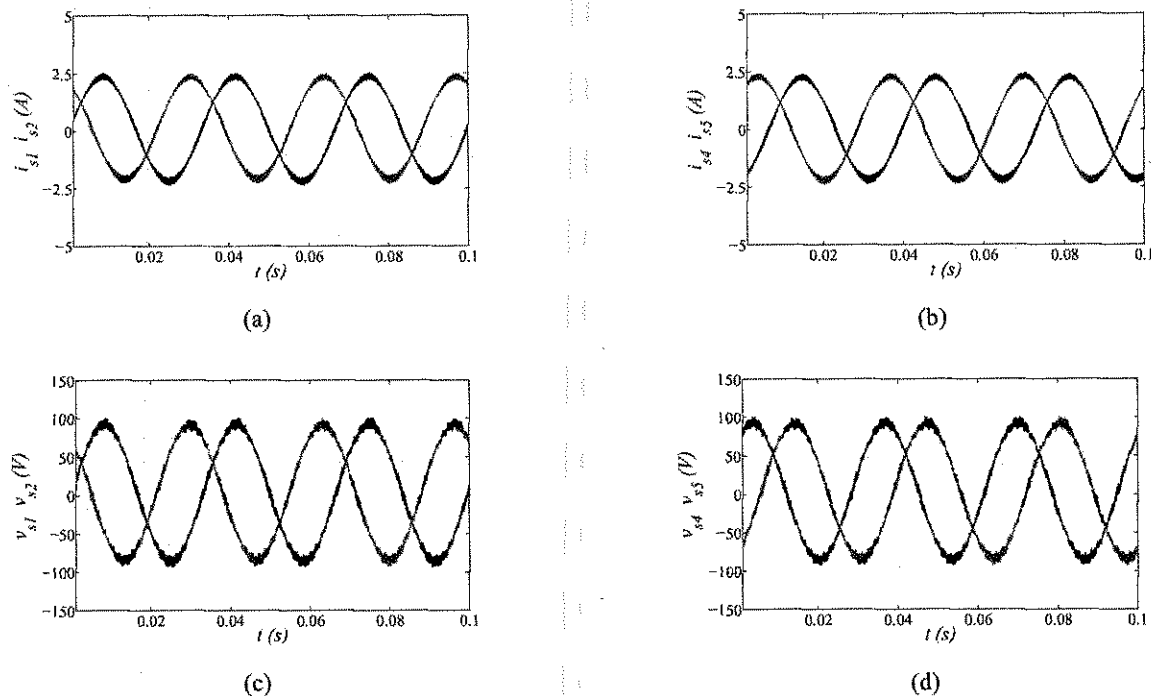


Figura 4.30: Resultados experimentais em regime permanente da topologia TT10B1B usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Correntes das fases 1 e 2 da carga (i_{s1} e i_{s2}). (b) Correntes das fases 4 e 5 da carga (i_{s4} e i_{s5}) (c) Tensões das fases 1 e 2 da carga (v_{s1} e v_{s2}). (d) Tensões das fases 4 e 5 da carga (v_{s4} e v_{s5})

tensões da rede (e_{g1} e e_{g1}), conforme mostrado nas Figuras 4.29(a) e 4.29(b), redução das correntes internas dos conversores 1 e 3 (a amplitude dessas correntes equivale à metade da amplitude das correntes da rede) [como mostrado nas Figuras 4.29(c) e 4.29(d)], corrente de circulação entre os conversores 1 e 3 (i_{o1}) nula [veja a Figura 4.31(e)], tensão do barramento CC controlada [Figura 4.29(f)], e as tensões fornecidas à carga hexafásica senoidais e equilibradas, como ilustrado nas Figuras 4.30(c) e 4.30(d).

Os resultados experimentais usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$, são apresentados na Figura 4.31. A Figura 4.31 mostra apenas os resultados experimentais das tensões e correntes, associados aos conversores 1 e 3, no lado da rede. Os resultados do lado da carga foram obtidos nas mesmas condições do caso anterior, com uma portadora PWM, e eles não serão apresentados. Desse resultados, nota-se uma redução nas componentes de alta frequência nas correntes entregues à rede trifásica, conforme mostrado nas Figuras 4.31(a) e 4.31(b). Por outro lado, fica evidente o aumento das componentes de alta frequência das correntes internas e da corrente de circulação, como mostrado nas Figuras 4.31(c), 4.31(d) e 4.31(e).

4.3.11 Desempenho da Topologia TT12B1B

O desempenho da topologia TT12B1B, levando em consideração os três critérios de comparação abordados neste trabalho, em relação ao desempenho da topologia convencional, com $\mu = 0,5$,

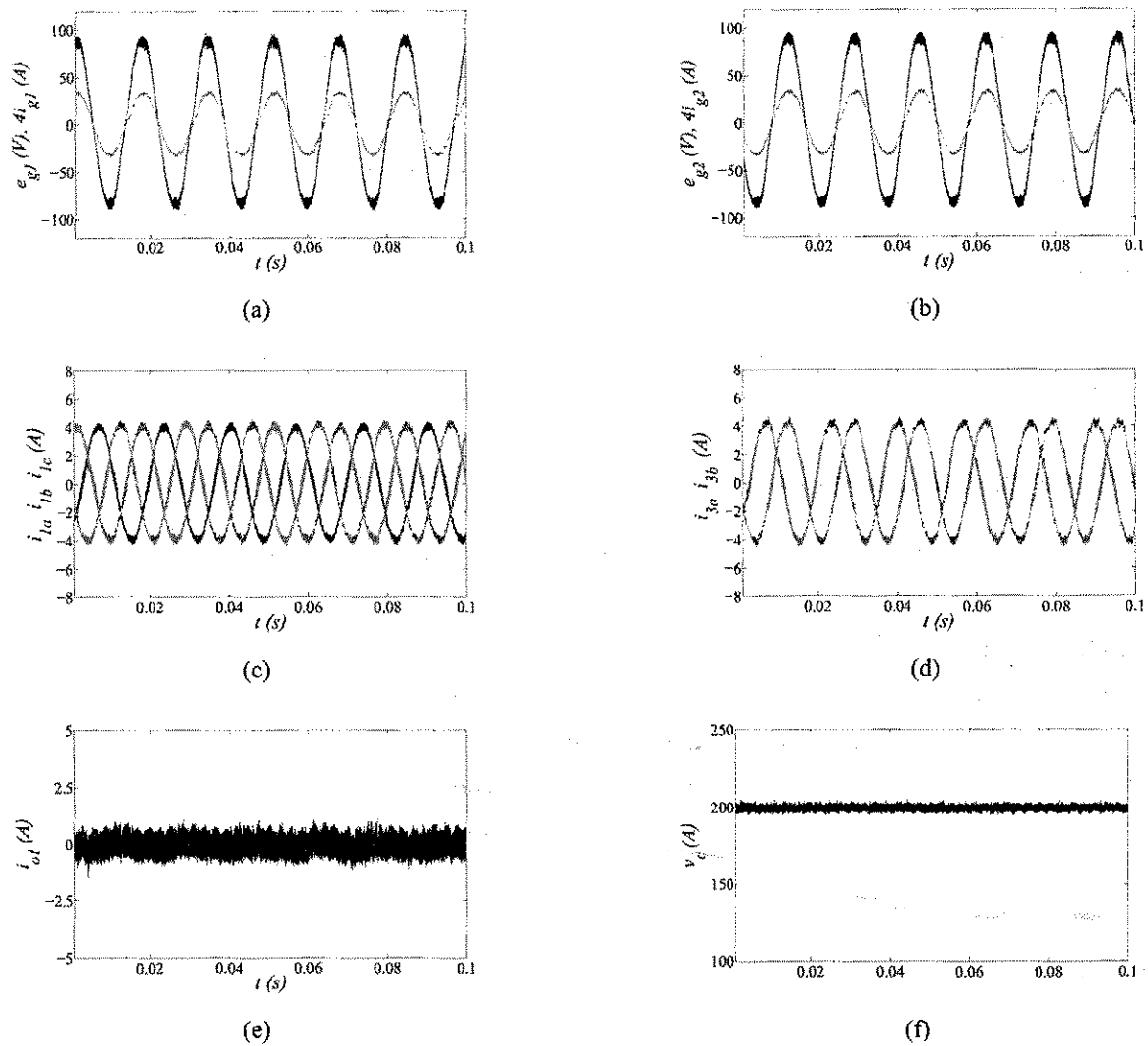


Figura 4.31: Resultados experimentais em regime permanente da topologia TT10B1B usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0,5$. (a) Tensão e corrente da fase 1 das rede monofásica (e_{g1} e i_{g1}). (b) Tensão e corrente da fase 2 rede monofásica (e_{g2} e i_{g2}). (c) Correntes internas do conversor 1 (i_{1a} , i_{1b} e i_{1c}). (d) Correntes internas do conversor 3 (i_{3a} e i_{3b}). (e) Corrente de circulação (i_{o1}). (f) Tensão do barramento CC (v_c).

é apresentado na Tabela 4.7.

Tabela 4.7: Resumo do desempenho da topologia TT12B1B.

Topologia TT12B1B				
PWM		$P-1P$	$P-2P$	
Critérios		$\mu = 0,5$	$\mu = 0,5$	$\mu = 0$ ou 1
WTHD	i_{g1}	1,0	0,46	0,43
	e_{l1}	1,0	0,34	0,34
	i_{1a}	1,0	1,68	1,78
THD(i_{g1})	l_n	$\geq 1,0$	$\geq 0,5$	$\geq 0,5$
	f_{ch}	$\geq 10kHz$	$\geq 5kHz$	$\geq 5kHz$
$P_{c,loss}^{hf}$		1,30	0,38	0,52
P_t		1,08	1,08	0,73

Os valores das WTHDs e THDs das correntes e tensões obtidas com a topologia TT12B1B, usando uma portadora PWM, são iguais aos valores das WTHDs e THDs obtidas com a topologia convencional. Contudo, nesse caso, tem-se um aumento de aproximadamente 8% nas perdas nos semicondutores e de 30% nas perdas de alta frequência nos capacitores do barramento CC. Usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0$ ou $\mu = 1$, é o único cenário no qual é possível otimizar todos os critérios utilizados na comparação da topologia TT12B1B com a topologia convencional. Ou seja, é possível reduzir: a THD das correntes da rede em 57%, a THD das tensões da carga em 66%, as perdas de alta frequência nos capacitores em 48%, e as perdas totais nos semicondutores em 26%. Contudo, nesse cenário, as THDs das correntes internas aumentam em aproximadamente 78% quando comparada com a topologia convencional.

4.4 Comparação das Topologias

Nesta seção, é realizada a comparação entre as duas topologias trifásicas-trifásicas investigadas neste capítulo. O melhor desempenho das topologias TT12B2B e TT12B1B é obtido usando duas portadoras PWM, com $\mu = 0$ ou $\mu = 1$. Essas topologias utilizam o dobro das chaves de potência da topologia convencional (vinte e quatro chaves), contudo, em comparação com a topologia convencional essas duas topologias podem reduzir: as WTHDs das correntes da rede (em 57%) e da tensão da carga (em 66%), as perdas nos semicondutores (em 27%) e as perdas de alta frequência no capacitor (em 23% para a topologia TT12B2B e 48% para a topologia TT12B1B), veja a Tabela 4.8.

Dentre essas duas configurações, a topologia TT12B1B apresenta o melhor desempenho, pois utiliza um único barramento CC e apresenta uma maior redução nas perdas de alta frequência dos capacitores do barramento CC, ou seja, um maior tempo de vida para os capacitores do barramento CC.

Tabela 4.8: Comparação das topologias trifásicas-trifásicas.

Topologias Trifásicas-Trifásicas				
PWM	Convencional	TT12B2B	TT12B1B	
Crítérios	$\mu = 0,5$	$\mu = 0$ ou 1	$\mu = 0$ ou 1	
Nº de Chaves	12	24	24	
Nº de Barramentos CC	1	2	1	
Frequência da Carga	Diferente	Diferente	Diferente	
WTHD	i_g	1,0	0,43	0,43
	e_l	1,0	0,34	0,34
	i_{1a}	1,0	1,01	1,78
THD(i_g)	i_n	1,0	$\geq 0,5$	$\geq 0,5$
	f_{ch}	10kHz	$\geq 5kHz$	$\geq 5kHz$
$P_{c,loss}^{hf}$	1,0	0,77	0,52	
P_t	1,0	0,73	0,73	

4.5 Conclusões

Foi realizado, nesse capítulo, o estudo e a comparação de duas topologias de conversores CA-CC-CA trifásicos-trifásicos conectados em paralelo sem uso de transformadores. As topologias estudadas são compostas pela conexão direta de dois conversores em ponte completa CA-CC-CA em paralelo. Na primeira topologia cada conversor CA-CC-CA utiliza um barramento CC (TT12B2B), e na segunda topologia, os conversores CA-CC-CA compartilham o mesmo barramento CC (TT12B1B).

As duas topologias apresentam o mesmo desempenho nos quesitos taxa de distorção harmônica das correntes da rede, distorções harmônicas das tensões da carga e perdas nos dispositivos semicondutores. Quando se usa duas portadoras PWM, com $\mu = 0$ ou $\mu = 1$, as topologias TT12B2B e TT12B1B conseguem reduzir as THDs das correntes da rede, as THDs das tensões da carga e as perdas nos semicondutores em comparação com a topologia convencional. Além disso, nessas mesmas condições, com as duas topologias, tem-se uma redução na corrente RMS do banco de capacitores do barramento CC, como consequência, tem-se a redução das perdas de alta frequência e dos esforços dos capacitores, em comparação com a topologia convencional.

Apesar da topologia com um barramento CC apresentar uma maior taxa de distorção harmônica nas correntes internas, em linhas gerais, a topologia TT12B1B tem melhor desempenho que a topologia com dois barramentos CC (TT12B2B), devido, a uma maior redução nas perdas de alta frequência dos capacitores do barramento CC.

Capítulo 5

Conclusões e Trabalhos Futuros

5.1 Conclusões

Neste trabalho, foram apresentadas e analisadas um total de nove topologias de conversores $CA-CC-CA$ conectados em paralelo sem uso de transformadores que se dividem em três grupos: i) as configurações de conversores monofásicos-monofásicos, ii) as configurações de conversores monofásicos-trifásicos e iii) as configurações de conversores trifásicos-trifásicos.

No que diz respeito às configurações monofásicas-monofásicas, foram analisadas quatro topologias de conversores: (i) MM8B2B, formada por dois conversores $CA-CC-CA$ em ponte completa, com oito braços (dezesseis chaves) e dois barramentos CC, (ii) MM8B1B, também formada por dois conversores $CA-CC-CA$ em ponte completa, porém compartilhando um único barramento CC, (iii) MM6B2B, formada por dois conversores $CA-CC-CA$ com número reduzido de componentes e dois bancos de capacitores, nesse caso, cada conversor $CA-CC-CA$ opera com dois conversores em ponte completa, e (iv) MM5B1B, essa configuração é formada por dois conversores $CA-CC-CA$ monofásicos, usando um total de cinco braços e um barramento CC.

No segundo grupo de configurações foram propostas três topologias de conversores monofásicos-trifásicos: (i) MM7B1B, formada por dois conversores monofásicos conectados em paralelo e um conversor trifásico, com um total de sete braços (quatorze chaves) e um barramento CC, (ii) MT10B2B, composta por dois conversores $CA-CC-CA$ monofásicos-trifásicos, com dez braços (vinte chaves) e dois barramentos CC e (iii) MT10B1B, também formada por dois conversores $CA-CC-CA$ monofásicos-trifásicos, mas compartilhando um único barramento CC.

Por fim, foram investigadas duas configurações de conversores trifásicos-trifásicos, formadas por dois conversores $CA-CC-CA$ trifásicos conectados em paralelo, com um total de doze braços (vinte e quatro chaves): (i) TT12B2B, com dois barramentos CC e (ii) TT12B1B, com um único barramento CC.

Para todas as topologias investigadas, foram apresentados os modelos dinâmicos, as generalizações com N conversores em paralelo e os modelos das correntes de circulação. Com base nesses modelos foram desenvolvidas as estratégias de controle e as 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 correntes de circulação, 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 quatro 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 nesse trabalho: (i) taxa de distorção harmônica da corrente da rede e da tensão da carga, (ii) perdas de alta frequência nos capacitores do barramento *CC* e (iii) perdas de condução e chaveamento nos semicondutores.

Verificou-se que para todas 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 (com mesma amplitude e frequência, mas defasadas de 180°), com $\mu = 0$, $\mu = 1$ ou $\mu = 0/1$ (para a topologia MM5B1B), as configurações estudadas apresentaram um desempenho superior frente às topologias convencionais, com redução das distorções harmônicas das correntes da rede e das tensões da carga, redução das perdas de condução (devido à redução dos níveis de corrente em cada chave do conversor) e de chaveamento (em virtude do grampeamento de um dos braços do conversor) nos dispositivos semicondutores, e a redução da corrente RMS dos capacitores. Com a redução da corrente RMS dos capacitores, as perdas de alta frequência e os esforços dos capacitores do barramento *CC* diminuíram, como consequência tem-se o aumento do tempo de vida do barramento *CC*.

Além disso, com a redução nas distorções harmônicas nas tensões da carga e nas correntes da rede, mostrou-se que é possível reduzir: (i) a frequência de chaveamento em até 50% (para as configurações trifásicas-trifásicas), em comparação com a frequência de chaveamento das topologias convencionais, quando as indutâncias equivalentes das configurações apresentadas forem iguais às indutâncias equivalentes das topologias convencionais e (ii) os valores das indutâncias equivalentes em até 50% (para as configurações trifásicas-trifásicas), em relação às indutâncias das topologias convencionais, nesse caso considerando a mesma frequência de chaveamento. Entretanto, essa redução deve ser realizada de forma cuidadosa, pois tanto a redução na frequência de chaveamento como no tamanho das indutâncias equivalentes, aumenta significativamente as oscilações de alta frequência nas correntes internas, o que pode trazer sérios problemas para o sistema de controle, produzindo chaveamentos indevidos e aumentando assim, as perdas de chaveamento, como também aumentar as perdas nos indutores.

Foi mostrado que as correntes de circulação são formadas por duas componentes: uma componente de alta frequência, produzida principalmente pela aplicação de múltiplas portadoras PWM (*interleaved*), e outra componente de baixa frequência, produzida pelo desequilíbrio nos indutores. Se por um lado, a componente de baixa frequência foi eliminada pelo controle, por outro, teve-se

um aumento nas amplitudes das componentes de alta frequência da corrente de circulação com a utilização de duas portadoras PWM. Contudo, com a estratégia PWM proposta (duas portadoras PWM, com $\mu = 0$ ou $\mu = 1$) foi possível atenuar as amplitudes das componentes de alta frequência das correntes de circulação.

Entretanto, as configurações de conversores *CA-CC-CA* conectados apresentam algumas desvantagens frente as topologias convencionais: (i) maior investimento inicial em virtude do maior número de: chaves de potência, indutores de filtro e banco de capacitores (para as topologias com dois barramentos CC), e (ii) aumento das distorções harmônicas das correntes internas com uso de múltiplas portadoras PWM.

De um modo geral, pode-se afirmar que para as configurações monofásicas-monofásicas a topologia MM5B1B (para aplicações nas quais a frequência da carga é igual a frequência da rede), apresenta um melhor desempenho frente as demais topologias devido: (i) a redução do número de componentes, (ii) a maior redução nas perdas dos capacitores, (iii) a menor distorção harmônica das correntes internas e (iv) a maior redução nas perdas de totais nos semicondutores. Já em relação às configurações monofásicas-trifásicas e trifásicas-trifásicas, as topologias MT10B1B e TT10B1B são mais vantajosas em comparação com as outras topologias devido a maior redução das perdas de alta frequência do barramento *CC*.

Os resultados de simulação e experimentais apresentados mostraram: (i) o adequado funcionamento das configurações de conversores *CA-CC-CA* conectados em paralelo, (ii) a atenuação da alta frequência das correntes de circulação com aplicação da estratégia PWM proposta, (iii) a redução do fluxo de corrente entre os conversores conectados em paralelo, e (iv) o efeito da aplicação de duas portadoras PWM (*interleaved*) nas correntes internas e nas correntes da rede e da carga, mostrando o cancelamento das altas frequências das correntes internas, de forma a fornecer uma corrente à rede ou à carga com uma menor distorção harmônica.

5.2 Trabalhos Futuros

1. Adaptação das topologias apresentadas para aplicação em sistemas tolerantes a falhas.
2. Uma avaliação de custo/benefício da conexão de conversores em paralelo, de forma a definir o limite do número de conversores conectados em paralelo.
3. Estudos de novas configurações de conversores em paralelo com número reduzido de componentes.
4. Avaliação da aplicação de indutores de modo comum no desempenho das topologias apresentadas.
5. Estudo mais detalhado das perdas de chaveamento e condução, considerando as chaves de potência com diferentes valores nominais.

6. Adaptação das topologias investigas nesse trabalho para aplicações com UPS, com por exemplo:

- Nas topologias monofásicas-monofásicas retirar os braço compartilhado e conectar no ponto central do banco de capacitores.
- Nas topologias trifásicas-trifásicas adaptar as topologias para operar a quatro fios, por exemplo, conectando o quarto fio da rede e da carga ao ponto central do barramento *CC*.

Referências

- [1] BRAGA, H. A. C. e BARBI, I., Conversores Estáticos Multiníveis-Uma Revisão, **Controle e Automação**, v. 11, n. 01, p. 20–28, Jan,Fev,Mar,Abril 2000.
- [2] MAZUMDER, S.; TAHIR, M. e KAMISSETY, S., Wireless PWM control of a parallel DC-DC buck converter, **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 20, n. 6, p. 1280 – 1286, nov. 2005.
- [3] MAZUMDER, S., Stability analysis of parallel DC-DC converters, **IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems**, v. 42, n. 1, p. 50 – 69, jan. 2006.
- [4] MARTINS, D.; BARBI, I.; ABREU, G. e DOS REIS, F., Aplicação do Paralelismo de MOS-FETs de Potência em Conversores Quase-Ressonâtes Tipo ZCS, **Controle e Automação**, v. 6, n. 3, p. 111 – 118, Out/Set. 1995.
- [5] KAWABATA, T. e HIGASHINO, S., Parallel operation of voltage source inverters, **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 24, n. 2, p. 281–287, Mar/Apr 1988.
- [6] MULLER, I.; BLAETH, Y.; PEREIRA, C.; GABIATTI, G. e BONAN, G., Simplifying the design of parallel-connected UPS inverters by means of the per unit system, In: BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE, COBEP, 27-01 Out./Sept. 2009, Bonito, MS, Brazil. **Anais do 10th COBEP**, p. 544 –550.
- [7] CHEN, J-F. e CHU, C.-L., Combination voltage-controlled and current-controlled PWM inverters for UPS parallel operation, **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 10, n. 5, p. 547 – 558, Sept. 1995.
- [8] MORAN, L.; DIAZ, M.; HIGUERA, V.; WALLACE, R. e DIXON, J., A three-phase active power filter operating with fixed switching frequency for reactive power and current harmonic compensation, In: INDUSTRIAL ELECTRONICS, CONTROL, INSTRUMENTATION, AND AUTOMATION, IECON, 9-13 Nov. 1992, San Diego, CA. **Proceedings of the the IECON**, p. 362–367.
- [9] LEDWICH, G. e DOULAI, P., Multiple converter performance and active filtering, **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 10, n. 3, p. 273 –279, May 1995.
- [10] ASIMINOAEI, L.; AELOIZA, E.; ENJETI, P. e BLAABJERG, F., Shunt Active-Power-Filter Topology Based on Parallel Interleaved Inverters, **IEEE Trans. Industrial Electronics.**, v. 55, n. 3, p. 1175–1189, March 2008.

- [11] CHEN, S.; JIANG, X. e CHAI, J., Analysis of harmonic and circulating current for paralleling inverters in MW-level wind energy conversion system, In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL MACHINES AND SYSTEMS, ICEMS, 17-20 Oct. 2008, Wuhan. **Proceedings of the 17th ICEMS**, p. 2489–2492.
- [12] HUANG, S.; LONG, X.; CAI, L.; HUANG, K. e GAO, J., An engineering design of a 2MW direct-drive permanent-magnet wind-power generation system, In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL MACHINES AND SYSTEMS, ICEMS, 17-20 Oct. 2008, Wuhan, China. **Proceedings of the ICEMS**, p. 2337–2342.
- [13] HUANG, K.; ZHANG, Y.; HUANG, S.; LU, J.; GAO, J. e CAI, L., Some Practical Consideration of a 2MW Direct-Drive Permanent-Magnet Wind-Power Generation System, In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON ENERGY AND ENVIRONMENT TECHNOLOGY, ICEET, v. 1, 16-18 Oct. 2009, Guilin, Guangxi, China. **Proceedings of the ICEET**, p. 824–828.
- [14] JIAN-LIN, L.; SHU-JU, H.; MEI, L.; YING, Z.; DE-GUO, K. e HONG-HUA, X., Research on the application of parallel back-to-back PWM converter on direct-drive wind power system, In: CONFERENCE ON ELECTRIC UTILITY DEREGULATION AND RESTRUCTURING AND POWER TECHNOLOGIES, DRPT, 6-9 2008, Proceedings of the 3rd DRPT, p. 2504–2508.
- [15] THUNES, J.; KERKMAN, R.; SCHLEGEL, D. e ROWAN, T., Current regulator instabilities on parallel voltage-source inverters, **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 35, n. 1, p. 70–77, Jan/Feb 1999.
- [16] KOMATSUZAKI, Y., Cross current control for parallel operating three phase inverter, In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, PESC, 25TH ANNUAL IEEE, 20-25 June 1994, Aachen, Germany. **Proceedings of the 35th Annual IEEE PESC**, p. 943–950 vol.2.
- [17] OGASAWARA, S.; TAKAGAKI, J.; AKAGI, H. e NABAE, A., A novel control scheme of a parallel current-controlled PWM inverter, **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 28, n. 5, p. 1023–1030, Sep/Oct 1992.
- [18] CHEN, Y. e SMEDLEY, K., Parallel Operation of One-Cycle Controlled Three-Phase PFC Rectifiers, **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 54, n. 6, p. 3217–3224, Dec. 2007.
- [19] YE, Z.; BOROYEVICH, D.; CHOI, J.-Y. e LEE, F. C., Control of circulating current in two parallel three-phase boost rectifiers, **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 17, n. 5, p. 609–615, Sep 2002.
- [20] SATO, Y. e KATAOKA, T., Simplified control strategy to improve AC-input-current waveform of parallel-connected current-type PWM rectifiers, **Electric Power Applications, IEE Proceedings** -, v. 142, n. 4, p. 246–254, Jul 1995.

- [21] ITKONEN, T.; LUUKKO, J.; LAAKKONEN, T.; SILVENTOINEN, P. e PYRHONEN, O., Switching effects in directly paralleled three-phase AC/DC/AC converters with separate DC links, In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, PESC, 15-19 June 2008, Rhodes, Greece. **Proceedings of the 39th Annual IEEE PESC**, p. 1937 –1943.
- [22] CUZNER, R.; NOWAK, D.; BENDRE, A.; ORITI, G. e JULIAN, A., Mitigating Circulating Common-Mode Currents Between Parallel Soft-Switched Drive Systems, **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 43, n. 5, p. 1284 –1294, sept.-oct. 2007.
- [23] TALEBI, N.; SADRNIA, M. e RAFIEL, S., Current and voltage control of paralleled multi-module inverter systems, In: MEDITERRANEAN CONFERENCE ON CONTROL AND AUTOMATION, MED, 24-26 June 2009, Thessaloniki. **Proceedings of the 17th Mediterranean Conference**, p. 1498 –1503.
- [24] ASIMINOAEI, L.; AELOIZA, E.; KIM, J.; E. ENJETI, P. e BLAABJERG, F., Parallel Interleaved Inverters for Reactive Power and Harmonic Compensation, In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, PESC, v. 2, 18-22 June 2006, Jeju, Korea. **Proceedings of the 37th Annual IEEE PESC**, p. 788–794.
- [25] RAMOS, R.; BIEL, D.; FOSSAS, E. e GUINJOAN, F., Interleaving Quasi-Sliding-Mode Control of Parallel-Connected Buck-Based Inverters, **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 55, n. 11, p. 3865–3873, Nov. 2008.
- [26] HOFER-NOSER, P. e KARRER, N., Monitoring of paralleled IGBT/diode modules, **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 14, n. 3, p. 438 –444, may 1999.
- [27] HOFER-NOSER, P.; KARRER, N. e GERSTER, C., Paralleling intelligent IGBT power modules with active gate-controlled current balancing, In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, PESC , 27TH ANNUAL IEEE, v. 2, 23-27 1996, Baveno, Itália. **Proceedings of the 27th Annual IEEE PESC**, p. 1312 –1316.
- [28] ALVAREZ, R.; FINK, K. e BERNET, S., Simulation and experimental investigation of parallel connected IGBTs, In: IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON INDUSTRIAL TECHNOLOGY, ICIT, 14-17 Mar. 2010, Viña del Mar, Chile. **Proceedings of the ICIT**, p. 824 –831.
- [29] KELLER, C. e TADROS, Y., Are paralleled IGBT modules or paralleled IGBT inverters the better choice?, In: EUROPEAN CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND APPLICATIONS, EPE, 13-16 1993, Proceedings of the 5th EPE, p. 1 –6 vol.5.
- [30] LETOR, R., Static and dynamic behavior of paralleled IGBTs, **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 28, n. 2, p. 395 –402, mar/apr 1992.
- [31] XING, K.; MAZUMDER, S.; YE, Z.; LEE, F. e BOROJEVIC, D., The circulating current in paralleled three-phase boost PFC rectifiers, In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, PESC, v. 1, 17-22 May 1998, Fukuoka, Japan. **Proceedings of the 29th Annual IEEE PESC**, p. 783 –789.

- [32] YE, Z. e BOROYEVICH, D., A novel modeling and control approach for parallel three-phase buck rectifiers, In: INDUSTRY APPLICATIONS CONFERENCE, v. 1, 30-4 Sep./Oct. 2001, Chicago, IL. **Proceedings of the 36th Annual Meeting IEEE IAS**, p. 350–356.
- [33] WU, T.-F.; HUANG, Y.-H.; CHEN, Y.-K. e LIU, Z.-R., A 3C strategy for multi-module inverters in parallel operation to achieve an equal current distribution, In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, PESC, v. 1, 17-22 May 1998, Fukuoka. **Proceedings of the 29th Annual IEEE PESC**, p. 186–192 vol.1.
- [34] MAZUMDER, S.; NAYFEH, A. e BOROYEVICH, D., Comparison of nonlinear and linear control schemes for independent stabilization of parallel multi-phase converters, In: INDUSTRY APPLICATIONS CONFERENCE, IAS, v. 1, 13-18 oct. 2002, Pittsburgh, PA. **Proceedings of the 37th IAS Annual Meeting**, p. 552 – 558.
- [35] MAZUMDER, S.; NAYFEH, A. e BOROYEVICH, D., A nonlinear control scheme for independent stabilization of a parallel multi-phase boost converter by blocking pure zero-sequence current, In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, PESC, v. 3, 2002, Proceedings of the 33rd Annual IEEE PESC, p. 1401–1406 vol.3.
- [36] GABE, I.; DA COSTA, J.; STEFANELLO, M. e PINHEIRO, H., Modulação Space Vector Estendida a Conversores Estáticos com Braços em Paralelo, **Eletrônica de Potência**, v. 12, n. 3, p. 205–216, Novembro 2007.
- [37] PAN, C.-T. e LIAO, Y.-H., Modeling and Control of Circulating Currents for Parallel Three-Phase Boost Rectifiers With Different Load Sharing, **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 55, n. 7, p. 2776–2785, July 2008.
- [38] PAN, C.-T. e LIAO, Y.-H., Modeling and Coordinate Control of Circulating Currents in Parallel Three-Phase Boost Rectifiers, **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 54, n. 2, p. 825–838, April 2007.
- [39] ZHANG, D.; WANG, F.; BURGOS, R. e BOROYEVICH, D., Common mode circulating current control of interleaved three-phase two-level voltage-source converters with discontinuous space-vector modulation, In: ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION, ECCE, 20-24 Sept. 2009, San Jose, CA. **Proceedings of the 1st annual IEEE ECCE**, p. 2801–2807.
- [40] DIXON, J. W. e OOI, B. T., Series and parallel operation of hysteresis current-controlled PWM rectifiers, **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 25, n. 4, p. 644–651, Jul/Aug 1989.
- [41] ZHANG, D.; WANG, F.; BURGOS, R.; LAI, R. e BOROYEVICH, D., Impact of Interleaving on AC Passive Components of Paralleled Three-Phase Voltage-Source Converters, **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 46, n. 3, p. 1042–1054, may-june 2010.
- [42] MATSUI, K.; MURAI, Y.; WATANABE, M.; KANEKO, M. e UEDA, F., A pulsewidth-modulated inverter with parallel connected transistors using current-sharing reactors, **IEEE**

- Transactions on Power Electronics**, v. 8, n. 2, p. 186–191, Apr 1993.
- [43] ASIMINOAEI, L.; AELOIZA, E.; KIM, J.; ENJETI, P.; BLAABJERG, F.; MORAN, L. e SUL, S., An interleaved active power filter with reduced size of passive components, In: **APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION, APEC**, 19-23 March 2006, Dallas, Texas. **Proceedings of the 21st Annual IEEE APEC**, p. 19–23.
- [44] YE, Z.; BOROYEVICH, D.; CHOI, J.-Y. e LEE, F. C., Control of circulating current in parallel three-phase boost rectifiers, In: **APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION, APEC**, v. 1, 06-10 Feb. 2000, New Orleans, LA. **Proceedings of the 15th Annual IEEE APEC**, p. 506–512.
- [45] XING, K.; LEE, F.; BOROJEVIC, D.; YE, Z. e MAZUMDER, S., Interleaved PWM with discontinuous space-vector modulation, **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 14, n. 5, p. 906–917, Sep 1999.
- [46] GIRAL, R.; MARTINEZ-SALAMERO, L. e SINGER, S., Interleaved converters operation based on CMC, **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 14, n. 4, p. 643–652, Jul 1999.
- [47] BYUN, Y.; KOO, T.; JOE, K.; KIM, E.; SEO, J. e KIM, D., Parallel operation of three-phase UPS inverters by wireless load sharing control, In: **TELECOMMUNICATIONS ENERGY CONFERENCE, INTELEC. TWENTY-SECOND INTERNATIONAL**, 10-14 Sep 2000, Phoenix, AZ. **Proceedings of the 22nd INTELEC**, p. 526–532.
- [48] YAO, W.; CHEN, M.; GAO, M. e QIAN, Z., Development of Communicationless Hot-Swap Paralleling for Single-Phase UPS Inverters based on Adaptive Droop Method, In: **APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION, APEC**, 15-19 Feb. 2009, Washington, DC. **Proceedings of the 24th Annual IEEE APEC**, p. 1283–1287.
- [49] ZHANG, D.; WANG, F.; BURGOS, R.; LAI, R. e BOROYEVICH, D., Interleaving Impact on AC Passive Components of Paralleled Three-Phase Voltage-Source Converters, In: **INDUSTRY APPLICATIONS SOCIETY, IAS**, 5-9 Oct. 2008, Edmonton, Alta. **Proceedings of the 43th IAS Annual Meeting**, p. 1–7.
- [50] ZHANG, D.; WANG, F.; BURGOS, R.; LAI, R.; THACKER, T. e BOROYEVICH, D., Interleaving impact on harmonic current in DC and AC passive components of paralleled three-phase voltage-source converters, In: **APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION, APEC**, 24-28 Feb. 2008, Austin, TX. **Proceedings of the 23th Annual IEEE APEC**, p. 219–225.
- [51] BEECHNER, T. e SUN, J., Harmonic cancellation under interleaved PWM with harmonic injection, In: **POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, PESC IEEE**, 15-19 June 2008, Rhodes, Greece. **Proceedings of the 39th IEEE PESC**, p. 1515–1521.
- [52] HARADA, K.; KATSUKI, A. e FUJIWARA, M., Use of ESR for deterioration diagnosis of electrolytic capacitor, **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 8, n. 4, p. 355–361, Oct 1993.

- [53] AMARAL, A. e CARDOSO, A., An Economic Offline Technique for Estimating the Equivalent Circuit of Aluminum Electrolytic Capacitors, **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, v. 57, n. 12, p. 2697–2710, Dec. 2008.
- [54] CHEN, W.-M.; WU, H.-C.; CHOU, M.-W. e LEE, K.-Y., Online Failure Prediction of the Electrolytic Capacitor for LC Filter of Switching-Mode Power Converters, **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 55, n. 1, p. 400–406, Jan. 2008.
- [55] KOLAR, J.; WOLBANK, T. e SCHRODL, M., Analytical calculation of the RMS current stress on the DC link capacitor of voltage DC link PWM converter systems, In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL MACHINES AND DRIVES, NINTH INTERNATIONAL CONFERENCE ON, 1999, Proceedings of the 9th IMED, p. 81–89.
- [56] KOLAR, J. e ROUND, S., Analytical calculation of the RMS current stress on the DC-link capacitor of voltage-PWM converter systems, **Electric Power Applications, IEE Proceedings** -, v. 153, n. 4, p. 535–543, July 2006.
- [57] KIEFERNDORF, F.; FORSTER, M. e LIPO, T., Reduction of DC-bus capacitor ripple current with PAM/PWM converter, **IEEE Trans. Industry Applications.**, v. 40, n. 2, p. 607– 614, March-April 2004.
- [58] DIAS, J.; DOS SANTOS, E.; JACOBINA, C. e DA SILVA, E., Application of single-phase to three-phase converter motor drive systems with IGBT dual module losses reduction, In: BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE, COBEP, v. 1, 27-01 set./Oct. 2009, Bonito, MS, Brazil. **Anais do 10th COBEP**, p. 1155 – 1162.
- [59] CAVALCANTI, M.; DA SILVA, E.; BOROYEVICH, D.; DONG, W. e JACOBINA, C., A feasible loss model for IGBT in soft-switching inverters, In: POWER ELECTRONICS SPECIALIST CONFERENCE, PESC IEEE 34TH ANNUAL, v. 3, 15-19 June 2003, Proceedings of the 34th Annual IEEE PESC, p. 1845 – 1850.
- [60] JACOBINA, C.; OLIVEIRA, A.; ROCHA, N.; MATIAS, R.; SANTOS, W. e CORREA, M., Three-Phase Series Active Power Filter Without Isolation Transformer and Active DC Source, In: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION, APEC TWENTY-FOURTH ANNUAL IEEE, 15-19 Feb. 2009, Washington, DC, USA. **Proceedings of the 24th Annual IEEE APEC**, p. 1596 –1601.
- [61] JACOBINA, C.; DOS SANTOS, E.; ROCHA, N. e FABRICIO, E., Single-phase to three-phase five-leg converter based on two parallel single-phase rectifiers, In: INDUSTRIAL ELECTRONICS CONFERENCE, IECON, 3-5 Nov. 2009, Porto, Portugal. **Proceedings of the 35th Annual IECON**, p. 850 –855.
- [62] JACOBINA, C.; DOS SANTOS, E. e ROCHA, N., Generalized ac-dc single-phase boost rectifier, In: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION (APEC), TWENTY-FIFTH ANNUAL IEEE, 21-25 Feb. 2010, Washington, DC, USA. **Proceedings of the 25th Annual IEEE APEC**, p. 1183 –1190.

- [63] DOS SANTOS JR., E.; JACOBINA, C.; ROCHA, N. e DA SILVA, E., Parallel Converters Supplying a Six-Phase Machine with Circulating Current Cancellation, In: ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION, ECCE IEEE, 12-16 Set. 2010, Atlanta, Georgia, USA. **Proceedings of the 2nd ECCE**.
- [64] JACOBINA, C.; DOS SANTOS, E.; ROCHA, N. e FABRICIO, E., Single-Phase to Three-Phase Drive System Using Two Parallel Single-Phase Rectifiers, **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 25, n. 5, p. 1285–1295, may 2010.
- [65] JACOBINA, C.; DOS SANTOS, E.; ROCHA, N.; GOUVEIA, B. e DA SILVA, E., Reversible Ac Drive Systems Based on Parallel Ac-Ac Dc-Link Converters, **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. PP, n. 99, p. 1–1, 2010.
- [66] DOS SANTOS JR., E.; JACOBINA, C.; ROCHA, N. e DA SILVA, E., Six-Phase Machine Drive System with Reversible Parallel Ac-Dc-Ac Converters, **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. PP, n. 99, p. 1–1, 2010.
- [67] DOS SANTOS JR., E.; JACOBINA, C.; ROCHA, N. e DA SILVA, E., Single-Phase to Three-Phase Four-Leg Converter Applied to Distributed Generation System, **IET Power Electronics**, v. PP, n. 99, p. 1–1, 2010.
- [68] JIANN-FUHCHEN e CHU, C.-L., Combination voltage-controlled and current-controlled PWM inverters for parallel operation of UPS, In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, CONTROL, AND INSTRUMENTATION, IECON, v. 2, 15-19 Nov. 1993, Maui, HI. **Proceedings of the IECON**, p. 1111–1116.
- [69] CAI, H.; ZHAO, R. e YANG, H., Study on Ideal Operation Status of Parallel Inverters, **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 23, n. 6, p. 2964–2969, Nov 2008.
- [70] MULLER, I.; BLAETH, Y.; PEREIRA, C.; GABIATTI, G. e BONAN, G., Influence of current measurement errors on parallel-connected UPS inverters, In: INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT TECHNOLOGY CONFERENCE, I2MTC IEEE, 5-7 2009, Proceedings of the IMCT, p. 265–269.
- [71] CHUNG, V. e ROBINSON, F., Interleaved switching topology for three-phase power-factor correction, In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND VARIABLE-SPEED DRIVES, PEVD, 26-28 Oct 1994, London, England. **Proceedings of the 5th PEVD**, p. 280–285.
- [72] YAO, Z.; XIAO, L. e YAN, Y., Control Strategy for Series and Parallel Output Dual-Buck Half Bridge Inverters Based on DSP Control, **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 24, n. 2, p. 434–444, Feb. 2009.
- [73] JACOBINA, C. B.; LIMA, A. M. N.; DA SILVA, E. R. C.; ALVES, R. N. C. e SEIXAS, P. F., Digital Scalar Pulse-Width Modulation: A Simple Approach to Introduce Non-Sinusoidal Modulating Waveforms, **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 16, n. 3, p. 351–359, May 2001.

- [74] BLASKO, V., Analysis of a hybrid PWM based on modified space-vector and triangle-comparison methods, **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 33, n. 3, p. 756–764, May/June 1997.
- [75] VAN DER BROECK, H. W.; SKUDELNY, H. C. e STANKE, G. V., Analysis and Realization of a Pulsewidth Modulator Based on Voltage Space Vectors, **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 24, n. 2, p. 142–150, Jan./Feb. 1988.
- [76] JACOBINA, C. B.; CORREA, M. B. R.; PINHEIRO, R. F.; DE SILVA, E. R. C. e LIMA, A. M. N., Modeling and control of unbalanced three-phase systems containing PWM converters, In: INDUSTRY APPLICATIONS CONFERENCE, THIRTY-FOURTH IAS ANNUAL MEETING IEEE, v. 4, 03-07 Oct. 1999, Phoenix, AZ, USA. **Proceedings of the 34th IAS Annual Meeting IEEE**, p. 2173–2179.
- [77] JACOBINA, C. B.; CORREA, M. B. R.; PINHEIRO, R. F.; DA SILVA, E. R. C. e LIMA, A. M. N., Modeling and control of unbalanced three-phase systems containing PWM converters, **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 37, n. 6, p. 1807–1816, Nov/Dec 2001.
- [78] OLIVEIRA, T. M., **Conversores Estáticos com Controle Digital Para Aplicações em Sistemas Monofásicos**, Universidade Federal de Campina Grande, Rua Aprígio Veloso, Campos I, 2001, Tese de doutorado.
- [79] MEHRIZI-SANI, A.; FILIZADEH, S. e WILSON, P. L., Harmonic and Loss Analysis of Space-Vector Modulated Converters, In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER SYSTEMS TRANSIENTS, IPST, June 2007, Lyon, France. **Proceedings of the IPST**.
- [80] MOHAN, N.; UNDERLAND, T. e W.P., R., **Power Electronics: Converters, Applications and Design**, 3ª edic., John Wiley e Sons, INC, United States of America, 2003.
- [81] GASPERI, M., A method for predicting the expected life of bus capacitors, In: INDUSTRY APPLICATIONS CONFERENCE, IAS, v. 2, 05-06 Oct 1997, New Orleans, LA. **Proceedings of the 32nd IAS Annual Meeting**, p. 1042–1047.
- [82] VENET, P.; PERISSE, F.; EL-HUSSEINI, M. e ROJAT, G., Realization of a Smart Electrolytic Capacitor Circuit, **Industry Applications, IEEE Magazine**, v. , p. 16–205, Jan, Feb 2002.
- [83] EVOX-RIFA, 2001 Electrolytic Capacitors Application Guide, Disponível em <<http://www.evov-rifa.com>> acessado em maio de 2010.
- [84] NIELSEN, S.; LUCIAN, N. e ULRIK, J., Simulation with ideal switch models combined with measured loss data provides a good estimate of power loss, In: INDUSTRY APPLICATIONS CONFERENCE, v. 5, 08-12 Oct. 2000, Rome, Italy. **Proceedings of the 35th IAS Annual Meeting**, p. 2915–2922.
- [85] DOS SANTOS, E. C., **Sistemas de Conversão Estático com Número Reduzido de Componentes**, Universidade Federal Campina Grande, Rua Aprígio Veloso, Campos I, 2007, Tese de doutorado.

- [86] FREITAS, I. S., **Sistemas Estáticos de Conversores CA/CA com Barramento CC e Número Reduzido de Componentes**, Universidade Federal de Campina Grande, Rua Aprígio Veloso, Campos I, 2007, Tese de doutorado.
- [87] MACHADO, R.; BUSO, S. e POMILIO, J., A line-interactive single-phase to three-phase converter system, In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, PESC IEEE 35TH ANNUAL, v. 1, 20-25 June 2004, Aachen, Germany. **Proceedings of the 35th Annual IEEE PESC**, p. 753 – 758.
- [88] MACHADO, R.; BUSO, S. e POMILIO, J., A Line-Interactive Single-Phase to Three-Phase Converter System, **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 21, n. 6, p. 1628 –1636, nov. 2006.
- [89] DEWAN, S. e SHOWLEH, M., A novel static single-to three-phase converter, **IEEE Transactions on Magnetics**, v. 17, n. 6, p. 3287 – 3289, nov 1981.
- [90] ENJETI, P. e RAHMAN, A., A new single-phase to three-phase converter with active input current shaping for low cost AC motor drives, **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 29, n. 4, p. 806 –813, jul/aug 1993.
- [91] JACOBINA, C. B.; DOS SANTOS, E. C.; DE ROSSITER CORREA, M. B. e DA SILVA, E. R. C., Single-Phase Input Reduced Switch Count AC-AC Drive Systems, **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 44, n. 3, p. 789–798, May-June 2008.
- [92] OJO, O.; WU, Z.; DONG, G. e ASURI, S., High-performance speed-sensorless control of an induction motor drive using a minimalist single-phase PWM converter, **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 41, n. 4, p. 996 – 1004, July-Aug. 2005.
- [93] DOS SANTOS, E. C.; JACOBINA, C. B.; CORREA, M. B. R. e ROCHA, N., Distributed generation system based on single-phase grid, induction generator and solar photovoltaic panel, In: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION, APEC TWENTY-THIRD ANNUAL IEEE, 24-28 Feb. 2008, Austin, TX, USA. **Proceedings of the APEC 23th Annual IEEE**, p. 1290–1295.
- [94] ROCHA, N.; JACOBINA, C. B.; FILHO, E. R. B. e SANTOS JR, E. C. D., Sistema de Geração com Máquina de Indução a Partir de um Emulador de Turbina Eólica, In: CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA, CBA, 14-17 Set. 2008, Juiz de Fora, MG, Brasil. **Anais do XVII CBA**.
- [95] JACOBINA, C. e LIMA, A., **Acionamentos de Máquinas Elétricas de Alto Desempenho**, Sociedade Brasileira de Automática, São Paulo, 2002.
- [96] WHITE, D. C. e WOODSON, H. H., **Electromechanical Energy Conversion**, John Wiley and Sons, 1959.
- [97] HU, W.; WANG, Y.; YAO, W.; WU, J.; ZHANG, H. e WANG, Z., An efficient experimental method for high power direct drive wind energy conversion systems, In: POWER ELECTRON-

- ICS SPECIALISTS CONFERENCE, PESC, 15-19 June 2008, Rhodes, Greece. **Proceedings of the 39th Annual IEEE PESC**, p. 3955 –3959.
- [98] SILVA, C. R., **Sistemas de Acionamento de Máquinas Hexafásicas**, Universidade Federal de Campina Grande, Rua Aprigio Veloso, Campos I, 2007, Tese de doutorado.

Apêndice A

Tabelas com os Parâmetros utilizados em Simulação

Os resultados de simulação foram obtidos de duas maneiras: (1) Malha aberta, utilizando o programa MATLAB e os parâmetros no sistema por unidade (pu) e (2) Malha fechada (simulação dinâmica), com o uso do software PSIM e parâmetros no sistema internacional de unidades (SI). Desta forma, a seguir é mostrado as tabelas com parâmetros utilizados nas simulações.

Tabela A.1: Parâmetros em pu para a topologia convencional monofásica-monofásica.

Parâmetros	Valores
Tensão da rede (E_g)	1pu
Tensão da carga (E_l)	1pu
Corrente da carga (I_l)	1pu
Impedância de filtro ($z_g = z_l$)	$0,01 + j0,1pu$
Reatância do capacitor de filtro (C_l)	65pu
Fator de potência da carga [$\cos(\phi)$]	0,8
Tensão no capacitor (v_c)	1,15pu
Frequência de chaveamento (f_{ch})	10kHz

Tabela A.2: Parâmetros no *SI* para a topologia convencional monofásica-monofásica.

Parâmetros	Valores
Tensão da rede (E_g)	127V (RMS)
Tensão da carga (E_l)	127V (RMS)
Potência aparente da carga (S_l)	2kVA
Indutâncias do indutor de filtro (l_g)	2,1mH
Resistências do indutor de filtro (r_g)	0,08Ω
Capacitância do capacitor de filtro (C_l)	5μF
Fator de potência da carga [$\cos(\phi)$]	0,8
Tensão dos barramento CC (v_c)	225V
Capacitância do barramento CC (C)	2200μF
Frequência de chaveamento (f_{ch})	10kHz

Tabela A.3: Parâmetros em *pu* para as topologias MM8B2B, MM8B1B e MM6B2B.

Parâmetros	Valores
Tensão da rede (E_g)	1pu
Tensão da carga (E_l)	1pu
Corrente da carga (I_l)	1pu
Impedâncias de filtro ($z_1 = z_2$)	0,01 + j0,1pu
Reatância do capacitor de filtro (C_l)	65pu
Fator de potência da carga [$\cos(\phi)$]	0,8
Tensões do barramento CC ($v_c = v_{c1} = v_{c2}$)	1,15pu
Frequência de chaveamento (f_{ch})	10kHz

Tabela A.4: Parâmetros no *SI* para as topologias MM8B2B, MM8B1B e MM6B2B.

Parâmetros	Valores
Tensão da rede (E_g)	127V (RMS)
Tensão da carga (E_l)	127V (RMS)
Potência aparente da carga (S_l)	2kVA
Indutâncias do indutor de filtro ($l_1 = l_2$)	2,1mH
Resistências do indutor de filtro ($r_1 = r_2$)	0,08Ω
Capacitância do capacitor de filtro (C_l)	5μF
Fator de potência da carga [$\cos(\phi)$]	0,8
Tensões dos barramentos CC ($v_c = v_{c1} = v_{c2}$)	225V
Capacitâncias do Barramento CC ($C = C_1 = C_2$)	2200μF
Frequência de chaveamento (f_{ch})	10kHz

Tabela A.5: Parâmetros em pu para a topologia MM5B1B.

Parâmetros	Valores
Tensão da rede (E_g)	$1pu$
Tensão da carga (E_l)	$1pu$
Corrente da carga (I_l)	$1pu$
Impedâncias de filtro internas (caso 1) ($z_1 = z_2$)	$0,02 + j0,2pu$
Impedâncias de filtro internas (caso 2) ($z_1 = z_2$)	$0,01 + j0,1pu$
Impedâncias de filtro externas (caso 2) ($z'_g = z'_l$)	$0,005 + j0,05pu$
Reatância do capacitor de filtro (C_l)	$65pu$
Fator de potência da carga [$\cos(\phi)$]	$0,8$
Tensão do barramento CC (v_c)	$1,15pu$
Frequência de chaveamento (f_{ch})	$10kHz$

Tabela A.6: Parâmetros no SI para a topologia MM5B1B.

Parâmetros	Valores
Tensão da rede (E_g)	$127V(RMS)$
Tensão da carga (E_l)	$127V(RMS)$
Potência aparente da carga (S_l)	$2kVA$
Indutâncias dos indutores de filtro internos (caso 1) ($l_1 = l_2$)	$4,2mH$
Resistências dos indutores de filtro internos (caso 1) ($r_1 = r_2$)	$0,16\Omega$
Indutâncias dos indutores de filtro externos (caso 2) ($l'_g = l'_l$)	$1,05mH$
Resistências dos indutores de filtro externos (caso 2) ($r'_g = r'_l$)	$0,04\Omega$
Capacitância do capacitor de filtro (C_l)	$5\mu F$
Fator de potência da carga [$\cos(\phi)$]	$0,8$
Tensões dos barramentos CC (v_c)	$225V$
Capacitâncias do barramento CC (C)	$2200\mu F$
Frequência de chaveamento (f_{ch})	$10kHz$

Tabela A.7: Parâmetros em pu para a topologia convencional monofásica-trifásica e trifásica-trifásica.

Parâmetros	Valores
Tensão da rede (E_g)	$1pu$
Tensão da carga (E_l)	$1pu$
Corrente da carga (I_l)	$1pu$
Impedância de filtro (z_g)	$0,01 + j0,1pu$
Fator de potência da carga [$\cos(\phi)$]	$0,8$
Tensão no capacitor (v_c)	$2,0pu$
Frequência de chaveamento (f_{ch})	$10kHz$

Tabela A.8: Parâmetros no SI para a topologia convencional monofásica-trifásica e trifásica-trifásica.

Parâmetros	Valores
Tensão da rede (E_g)	127V (RMS)
Tensão da carga (E_l)	127V (RMS)
Potência aparente da carga (S_l)	5kVA
Indutância dos indutores de filtro (l_g)	2,6mH
Resistência dos indutores de filtro (r_g)	0,1 Ω
Fator de potência da carga [$\cos(\phi)$]	0,8
Tensão dos barramento CC (v_c)	389V
Capacitância do barramento CC (C)	2200 μ F
Frequência de chaveamento (f_{ch})	10kHz

Tabela A.9: Parâmetros em pu para as topologias MT7B1B, MT10B2B e MT10B1B.

Parâmetros	Valores
Tensão da rede (E_g)	1pu
Tensão da carga (E_l)	1pu
Corrente da carga (I_l)	1pu
Impedâncias dos indutores de filtro ($z_1 = z_2$)	0,01 + j0,1pu
Fator de potência da carga [$\cos(\phi)$]	0,8
Tensões dos barramentos CC ($v_c = v_{c1} = v_{c2}$)	2,0pu
Frequência de chaveamento (f_{ch})	10kHz

Tabela A.10: Parâmetros no SI para as topologias MT7B1B, MT10B2B e MT10B1B.

Parâmetros	Valores
Tensão da rede (E_g)	127V (RMS)
Tensão da carga (E_l)	127V (RMS)
Potência aparente da carga (S_l)	5kVA
Indutâncias dos indutores de filtro ($l_1 = l_2$)	2,6mH
Resistências dos indutores de filtro ($r_1 = r_2$)	0,1 Ω
Fator de potência da carga [$\cos(\phi)$]	0,8
Tensões dos barramentos CC ($v_c = v_{c1} = v_{c2}$)	389V
Capacitâncias dos barramentos CC ($C = C_1 = C_2$)	2200 μ F
Frequência de Chaveamento (f_{ch})	10kHz

Tabela A.11: Parâmetros em pu para as topologia TT12B2B e TT12B1B.

Parâmetros	Valores
Tensão de fase da rede (E_g)	1pu
Tensão de fase da carga (E_l)	1pu
Corrente da carga (I_l)	1pu
Impedâncias dos indutores de filtro ($z_1 = z_2$)	0,02 + j0,2pu
Fator de potência da carga [$\cos(\phi)$]	0,8
Tensões dos barramentos CC ($v_c = v_{c1} = v_{c2}$)	2,00pu
Frequência de chaveamento (f_{ch})	10kHz

Tabela A.12: Parâmetros no SI para as topologias TT12B2B e TT12B1B.

Parâmetros	Valores
Tensão de fase da rede (E_g)	127V (RMS)
Tensão de fase da carga (V_l)	127V (RMS)
Potência aparente da carga (S_l)	5kVA
Indutâncias dos indutores de filtro ($l_1 = l_2$)	2,6mH
Resistências dos indutores de filtro ($r_1 = r_2$)	0,1 Ω
Fator de potência da carga [$\cos(\phi)$]	0,8
Tensões dos barramentos CC ($v_c = v_{c1} = v_{c2}$)	389V
Capacitância dos barramentos CC (C)	2200 μ F
Frequência de chaveamento (f_{ch})	10kHz

Tabela A.13: Parâmetros no SI para a topologia convencional trifásica-trifásica considerando a potência nominal das chaves de potência (IGBTs).

Parâmetros	Valores
Tensão de fase da rede (E_g)	440V (RMS)
Tensão de fase da carga (E_l)	440V (RMS)
Potência aparente da carga (S_l)	47kVA
Indutância dos indutores de filtro (l_g)	3,3mH
Resistência dos indutores de filtro (r_g)	0,124 Ω
Fator de potência da carga [$\cos(\phi)$]	0,8
Tensão do barramento CC (v_c)	1200V
Capacitância do barramento CC (C)	2200 μ F
Frequência de chaveamento (f_{ch})	10kHz

Tabela A.14: Parâmetros no SI para as topologias TT12B2B e TT12B1B considerando a potência nominal das chaves de potência (IGBTs).

Parâmetros	Valores
Tensão de fase da rede (E_g)	440V (RMS)
Tensão de fase da carga (V_l)	440V (RMS)
Potência aparente da carga (S_l)	47kVA
Indutâncias dos indutores de filtro ($l_1 = l_2$)	6,6mH
Resistências dos indutores de filtro ($r_1 = r_2$)	0,248 Ω
Fator de potência da carga [$\cos(\phi)$]	0,8
Tensões dos barramentos CC ($v_c = v_{c1} = v_{c2}$)	1200V
Capacitância dos barramentos CC ($C = C_2 = C_3$)	2200 μ F
Frequência de chaveamento (f_{ch})	10kHz

Apêndice B

Generalização das Topologias do Capítulo 2

B.1 Generalização da Topologia MM8B2B

A topologia monofásica-monofásica com oito braços e dois barramentos *CC* formada por dois conversores *CA-CC-CA* em paralelo, pode ser generalizada para N conversores *CA-CC-CA* em paralelo, sendo composta por um total de Δ conversores ($\Delta = 2N$), N barramentos *CC* e $4N + 2$ indutores de filtro, como ilustrado na Figura B.1.

B.1.1 Modelo Dinâmico

A partir da Figura B.4 as seguintes equações podem ser determinadas:

Lado da rede:

$$e_g = z'_g i_g + z_{\gamma a} i_{\gamma a} - z_{\gamma b} i_{\gamma b} + v_\gamma \quad (\text{B.1})$$

$$i_g = \sum_{\gamma=1,3,\dots}^{\Gamma} i_{\gamma a} \quad (\text{B.2})$$

onde $\gamma = 1, 3, 5, \dots, \Gamma$, $\Gamma = 2N - 1$, $v_\gamma = v_{\gamma a 0u} - v_{\gamma b 0u}$ e $u = (\gamma + 1)/2$.

Lado da carga:

$$e_l = -z'_l i'_l - z_{\delta a} i_{\delta a} + z_{\delta b} i_{\delta b} + v_\delta \quad (\text{B.3})$$

$$i'_l = \sum_{\delta=2,4,\dots}^{\Delta} i_{\delta a} \quad (\text{B.4})$$

onde $\delta = \gamma + 1$, $v_\delta = v_{\delta a 0u} - v_{\delta b 0u}$.

Nesse caso, devido a conexão de N conversores *CA-CC-CA* em paralelo com N barramentos *CC* vão existir $N - 1$ malhas para a circulação de corrente, entre os conversores, que são definidas por:

$$v_{o\alpha} = z_{\gamma a} i_{\gamma a} + z_{\gamma b} i_{\gamma b} - z_{\bar{\gamma} a} i_{\bar{\gamma} a} - z_{\bar{\gamma} b} i_{\bar{\gamma} b} + z_{\delta a} i_{\delta a} + z_{\delta b} i_{\delta b} - z_{\bar{\delta} a} i_{\bar{\delta} a} + z_{\bar{\delta} b} i_{\bar{\delta} b} \quad (\text{B.5})$$

com

$$v_{o\alpha} = -v_{\gamma a 0u} - v_{\gamma b 0u} + v_{\delta a 0u} + v_{\delta b 0u} + v_{\bar{\gamma} a 0\bar{u}} + v_{\bar{\gamma} b 0\bar{u}} - v_{\bar{\delta} a 0\bar{u}} - v_{\bar{\delta} b 0\bar{u}} \quad (\text{B.6})$$

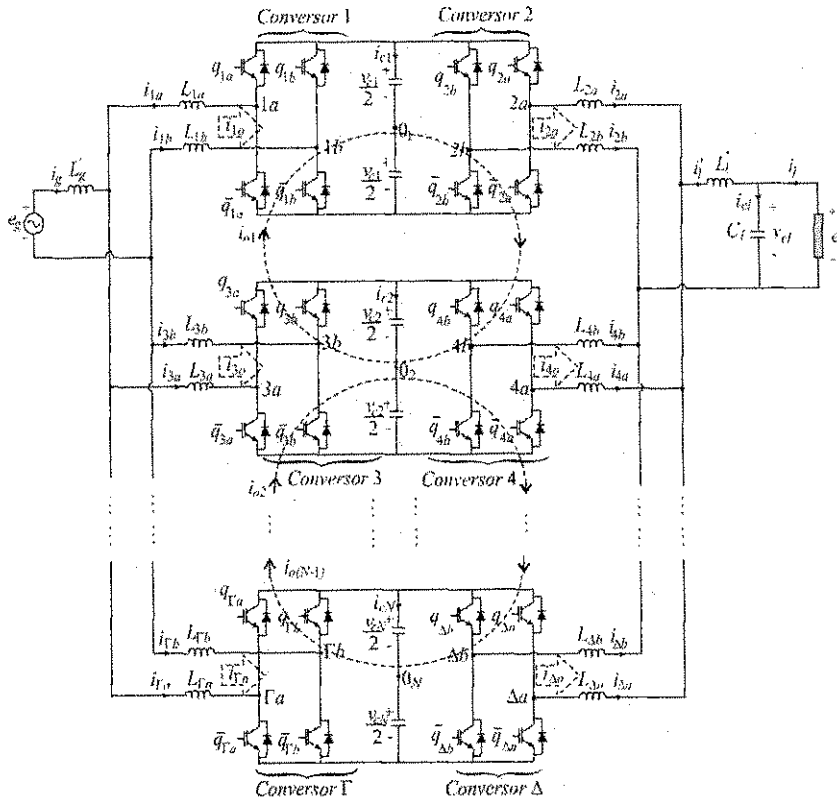


Figura B.1: Topologia MM8B2B generalizada, com N conversores CA-CC-CA em paralelo e N barramentos CC.

onde $\bar{\gamma} = \gamma + 2$, $\bar{\delta} = \delta + 2$, $\alpha = \frac{\gamma+1}{2}$ com $\alpha \leq \frac{\Gamma-1}{2}$ e $\bar{u} = u + 1$

As correntes de circulação individuais de cada conversor são definidas da seguinte forma:

$$i_{\gamma o} = i_{\gamma a} + i_{\gamma b} \tag{B.7}$$

$$i_{\delta o} = i_{\delta a} + i_{\delta b} \tag{B.8}$$

Essas correntes podem ser escritas em função de $N - 1$ correntes de circulação entre os conversores, ou seja

$$i_{\gamma o} = i_{\delta o} = A i_{o\alpha} - B i_{o\bar{\alpha}} \tag{B.9}$$

com $\bar{\alpha} = \frac{\gamma-1}{2}$, $A = \begin{cases} 0, & \text{se } \gamma = \Gamma \\ 1, & \text{se } \gamma < \Gamma \end{cases}$ e $B = \begin{cases} 0, & \text{se } \bar{\alpha} < 0 \\ 1, & \text{se } \bar{\alpha} > 0 \end{cases}$.

Considerando o sistema equilibrado, $L_{\gamma a} = L_{\gamma b} = L_1$ e $L_{\delta a} = L_{\delta b} = L_2$, a partir das equações (B.1) a (B.9), o modelo do sistema é representado por:

$$e_g = z'_g i_g + 2z_1 i_{\gamma a} - z_1 i_{\gamma o} + v_\gamma \tag{B.10}$$

$$e_l = -z'_l i'_l - 2z_2 i_{\delta a} + z_1 i_{\delta o} + v_\delta \tag{B.11}$$

$$v_{o\alpha} = (z_1 + z_2) i_{\gamma o} - (z_1 + z_2) i_{\delta o} \tag{B.12}$$

A partir das equações (B.10) e (B.11) encontram-se:

$$v_g = \frac{1}{N} \sum_{\gamma=1,3,\dots}^{\Gamma} v_\gamma = e_g - \left(z'_g + \frac{2}{N} z_1 \right) i_g \tag{B.13}$$

$$v_l = \frac{1}{N} \sum_{\delta=2,4,\dots}^{\Delta} v_{\delta} = e_l + \left(z'_l + \frac{2}{N} z_2 \right) i'_l \quad (\text{B.14})$$

Assumindo as seguintes relações para os indutores de filtro:

$$\left(z'_g + \frac{2}{N} z_1 \right) = z_g \quad (\text{B.15})$$

$$\left(z'_l + \frac{2}{N} z_2 \right) = z_l \quad (\text{B.16})$$

onde z_g é a impedância equivalente de entrada e z_l é a impedância equivalente de saída da topologia proposta. Considerando $z_1 = K z_g$ e $z_2 = K z_l$, com $0 < K \leq \frac{N}{2}$, as seguintes relações são encontradas

$$z'_g = \frac{N - 2K}{N} z_g \quad (\text{B.17})$$

$$z'_l = \frac{N - 2K}{N} z_l \quad (\text{B.18})$$

Assim, a partir das equações (B.10) a (B.18), a generalização da topologia proposta torna-se:

$$v'_\gamma = v_\gamma - \frac{N - 2K}{N^2} \sum_{\gamma=1,3,\dots}^{\Gamma} v_\gamma = \frac{2K}{N} e_g - 2K z_g i_{\gamma a} + K z_g i_{\gamma o} \quad (\text{B.19})$$

$$v_g = \frac{1}{N} \sum_{\gamma=1,3,\dots}^{\Gamma} v_\gamma = e_g - z_g i_g \quad (\text{B.20})$$

$$v'_\delta = v_\delta - \frac{N - 2K}{N^2} \sum_{\delta=2,4,\dots}^{\Delta} v_\delta = \frac{2K}{N} e_l + 2K z_l i_{\delta a} - K z_l i_{\delta o} \quad (\text{B.21})$$

$$v_l = \frac{1}{N} \sum_{\delta=2,4,\dots}^{\Delta} v_\delta = e_l + z_l i'_l \quad (\text{B.22})$$

$$v_{o\alpha} = K(z_g + z_l) i_{\gamma o} - K(z_g + z_l) i_{\gamma o} \quad (\text{B.23})$$

B.1.2 Estratégia PWM

As tensões de polo do conversor podem ser obtidas a partir das tensões fornecidas pelos controladores, ou seja:

$$v_\gamma^* = v_{\gamma a 0 u}^* - v_{\gamma b 0 u}^* \quad (\text{B.24})$$

$$v_\delta^* = v_{\delta a 0 u}^* - v_{\delta b 0 u}^* \quad (\text{B.25})$$

$$v_{o\alpha} = -v_{\gamma a 0 u}^* - v_{\gamma b 0 u}^* + v_{\delta a 0 u}^* + v_{\delta b 0 u}^* + v_{\gamma a 0 \bar{u}}^* + v_{\gamma b 0 \bar{u}}^* - v_{\delta a 0 \bar{u}}^* - v_{\delta b 0 \bar{u}}^* \quad (\text{B.26})$$

onde

$$v_\gamma^* = v_\gamma^* - \frac{2K - N}{2KN} \sum_{\gamma=1,3,5,\dots}^{\Gamma} v_\gamma^* \quad (\text{B.27})$$

$$v_{\delta}^* = v_{\delta}^{*'} - \frac{2K - N}{2KN} \sum_{\delta=2,4,6,\dots}^{\Delta} v_{\delta}^{*'} \quad (\text{B.28})$$

Para o cálculo das tensões de polo é necessário adicionar $N + 1$ variáveis auxiliares definidas por:

$$v_x^* = \frac{1}{2} (v_{1a0_u}^* + v_{1b0_u}^*) \quad (\text{B.29})$$

$$v_{\xi}^* = \frac{1}{2} (v_{\delta a0_u}^* + v_{\delta b0_u}^*) \quad (\text{B.30})$$

$$\text{onde } \xi = \begin{cases} y, & \text{se } \delta = 2 \\ z, & \text{se } \delta = 4 \\ \vdots & \vdots \\ W & \text{se } \delta = \Delta \end{cases}$$

A partir das equações (B.24)-(B.26), as tensões de polo podem ser escritas das seguintes formas:

$$v_{\gamma a0_u}^* = \frac{1}{2} v_{\gamma}^* + \frac{1}{2} \sum_{\alpha=1}^{\frac{\gamma-1}{2}} v_{o\alpha} + v_x^* - k v_y^* + k v_{\xi}^* \quad (\text{B.31})$$

$$v_{\gamma b0_u}^* = -\frac{1}{2} v_{\gamma}^* + k \frac{1}{2} \sum_{\alpha=1}^{\frac{\gamma-1}{2}} v_{o\alpha} + v_x^* - k v_y^* + k v_{\xi}^* \quad (\text{B.32})$$

$$v_{\delta a0_u}^* = \frac{1}{2} v_{\delta}^* + v_{\xi}^* \quad (\text{B.33})$$

$$v_{\delta b0_u}^* = -\frac{1}{2} v_{\delta}^* + v_{\xi}^* \quad (\text{B.34})$$

$$\text{onde } k = \begin{cases} 0, & \text{se } \gamma = 1 \\ 1, & \text{se } \gamma > 1 \end{cases}$$

As tensões v_x^* e v_{ξ}^* podem ser escolhidas de forma independente, desde que, os máximos e mínimos das tensões de polo sejam respeitados, ou seja:

$$v_{x \max}^* = \frac{v_{c1}^*}{2} - v_{x1 \max}^* \quad (\text{B.35})$$

$$v_{x \min}^* = -\frac{v_{c1}^*}{2} - v_{x1 \min}^* \quad (\text{B.36})$$

$$v_{\xi \max}^* = \frac{v_{c\xi}^*}{2} - v_{\xi1 \max}^* \quad (\text{B.37})$$

$$v_{\xi \min}^* = -\frac{v_{c\xi}^*}{2} - v_{\xi1 \min}^* \quad (\text{B.38})$$

onde $v_{x1 \max}^* = \max |V_{x1}^*|$, $v_{x1 \min}^* = \min |V_{x1}^*|$, $v_{\xi1 \max}^* = \max |V_{\xi1}^*|$ e $v_{\xi1 \min}^* = \min |V_{\xi1}^*|$, com

$$V_{x1}^* = \left\{ \frac{1}{2} v_{\gamma}^* + k \sum_{\alpha=1}^{\frac{\gamma-1}{2}} v_{o\alpha} - k v_y^* + k v_{\xi}^*, -\frac{1}{2} v_{\gamma}^* + k \sum_{\alpha=1}^{\frac{\gamma-1}{2}} v_{o\alpha} - k v_y^* + k v_{\xi}^* \right\}$$

$$V_{\xi1}^* = \left\{ \frac{1}{2} v_{\delta}^*, -\frac{1}{2} v_{\delta}^* \right\}$$

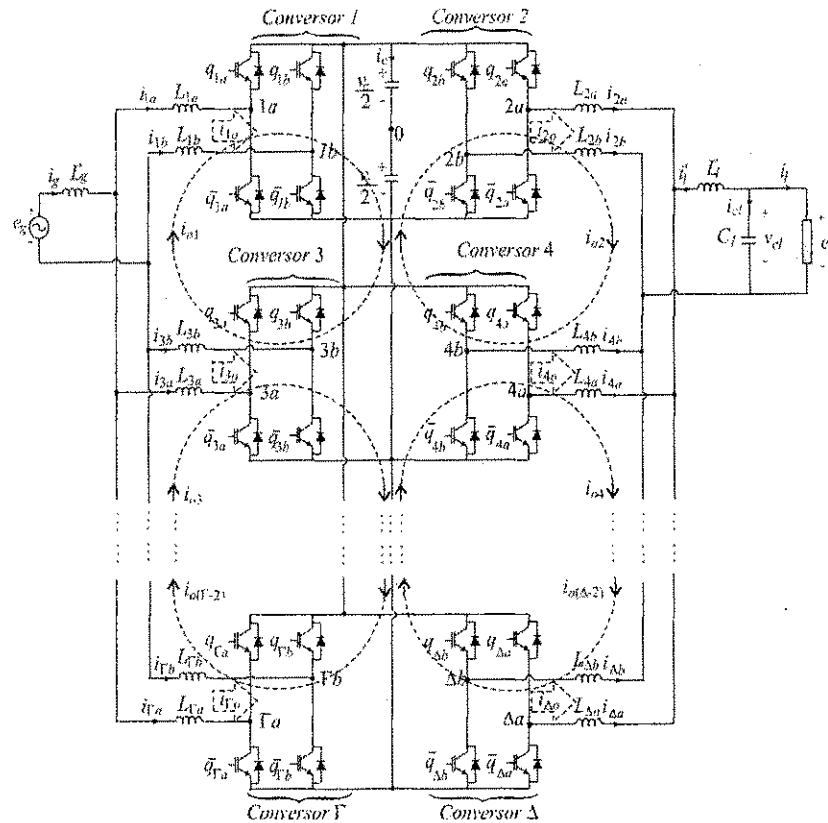


Figura B.2: Topologia MM8B1B generalizada, com N conversores CA-CC-CA em paralelo e um barramento CC.

B.2 Generalização da Topologia MM8B1B

A topologia monofásica-monofásica com oito braços e um barramento CC pode ser generalizada para N conversores CA-CC-CA em paralelo, $(4N + 2)$ indutores de filtro e um barramento CC, como mostrado na Figura B.2.

B.2.1 Modelo Dinâmico

A generalização dessa topologia pode ser representada pela equações (B.19)-(B.22), com $v_\gamma = v_{\gamma a0} - v_{\gamma b0}$ e $v_\delta = v_{\delta a0} - v_{\delta b0}$.

Entretanto, em virtude da conexão de N conversores CA-CC-CA em paralelo, compartilhando um único barramento CC, vão existir $2N - 2$ malhas para a circulação das correntes entre os conversores, que são definidas por:

Lado da rede:

$$v_{o\alpha} = z_{\gamma a} i_{\gamma a} + z_{\gamma b} i_{\gamma b} - z_{\bar{\gamma} a} i_{\bar{\gamma} a} - z_{\bar{\gamma} b} i_{\bar{\gamma} b} \quad (\text{B.39})$$

com

$$v_{o\alpha} = -v_{\gamma a0} - v_{\gamma b0} + v_{\bar{\gamma} a0} + v_{\bar{\gamma} b0} \quad (\text{B.40})$$

onde $\alpha = \gamma$, com $\alpha \leq \Gamma - 2$, e $\bar{\gamma} = \gamma + 2$.

Lado da carga:

$$v_{o\beta} = z_{\delta a} i_{\delta a} + z_{\delta b} i_{\delta b} - z_{\bar{\delta} a} i_{\bar{\delta} a} - z_{\bar{\delta} b} i_{\bar{\delta} b} \quad (\text{B.41})$$

com

$$v_{o\beta} = v_{\delta a 0} + v_{\delta b 0} - v_{\bar{\delta} a 0} - v_{\bar{\delta} b 0} \quad (\text{B.42})$$

onde $\beta = \delta$ com $\beta \leq \Delta - 2$, e $\bar{\delta} = \delta + 2$.

As correntes de circulação individuais de cada conversor são definidas pelas equações (B.7) e (B.8). Essas correntes podem ser escritas em função de $2N - 1$ correntes de circulação entre os conversores, ou seja

Lado da rede:

$$i_{\gamma o} = A i_{o\alpha} - B i_{o\bar{\alpha}} \quad (\text{B.43})$$

$$\bar{\alpha} = \gamma - 2, A = \begin{cases} 0, & \text{se } \gamma = \Gamma \\ 1, & \text{se } \gamma < \Gamma \end{cases} \text{ e } B = \begin{cases} 0, & \text{se } \bar{\alpha} < 0 \\ 1, & \text{se } \bar{\alpha} > 0 \end{cases}$$

Lado da carga:

$$i_{\delta o} = C i_{o\beta} - D i_{o\bar{\beta}} \quad (\text{B.44})$$

$$\text{com } \bar{\beta} = \delta - 2, C = \begin{cases} 0, & \text{se } \delta = \Delta \\ 1, & \text{se } \delta < \Delta \end{cases} \text{ e } D = \begin{cases} 0, & \text{se } \bar{\beta} < 0 \\ 1, & \text{se } \bar{\beta} > 0 \end{cases}$$

Considerando o sistema equilibrado, a partir das equações (B.7), (B.8), (B.39) e (B.41) as seguintes relações são encontradas para as tensões de circulação:

$$v_{o\alpha} = K z_g (i_{\gamma o} - i_{\bar{\gamma} o}) \quad (\text{B.45})$$

$$v_{o\beta} = K z_l (i_{\delta o} - i_{\bar{\delta} o}). \quad (\text{B.46})$$

B.2.2 Estratégia PWM

As tensões fornecidas pelos controladores são determinadas por:

$$v_{\gamma}^* = v_{\gamma a 0}^* - v_{\gamma b 0}^* \quad (\text{B.47})$$

$$v_{\delta}^* = v_{\delta a 0}^* - v_{\delta b 0}^* \quad (\text{B.48})$$

$$v_{o\alpha}^* = -v_{\gamma a 0}^* - v_{\gamma b 0}^* + v_{\bar{\gamma} a 0}^* + v_{\bar{\gamma} b 0}^* \quad (\text{B.49})$$

$$v_{o\beta}^* = v_{\delta a 0}^* + v_{\delta b 0}^* - v_{\bar{\delta} a 0}^* - v_{\bar{\delta} b 0}^* \quad (\text{B.50})$$

onde

$$v_{\gamma}^* = v_{\gamma}^{*'} - \frac{2K - N}{2KN} \sum_{\gamma=1,3,5\dots}^{\Gamma} v_{\gamma}^{*'} \quad (\text{B.51})$$

$$v_{\delta}^* = v_{\delta}^{*'} - \frac{2K - N}{2KN} \sum_{\delta=2,4,6\dots}^{\Delta} v_{\delta}^{*'} \quad (\text{B.52})$$

Neste caso, para o cálculo das tensões de polo é necessário adicionar duas variáveis auxiliares definidas por:

$$v_x^* = \frac{1}{2}(v_{1a0}^* + v_{1b0}^*) \quad (\text{B.53})$$

$$v_y^* = \frac{1}{2}(v_{2a0}^* + v_{2b0}^*). \quad (\text{B.54})$$

A partir das equações (B.24)-(B.54), as tensões de polo são determinadas pelo seguinte grupo de equações:

$$v_{\gamma a0}^* = \frac{1}{2}v_\gamma^* + k_x \frac{1}{2} \sum_{\alpha=1,3,\dots}^{\gamma-2} v_{o\alpha} + v_x^* \quad (\text{B.55})$$

$$v_{\gamma b0}^* = -\frac{1}{2}v_\gamma^* + k_x \frac{1}{2} \sum_{\alpha=1,3,\dots}^{\gamma-2} v_{o\alpha} + v_x^* \quad (\text{B.56})$$

$$v_{\delta a0}^* = \frac{1}{2}v_\delta^* - k_y \frac{1}{2} \sum_{\beta=2,4,\dots}^{\delta-2} v_{o\beta} + v_y^* \quad (\text{B.57})$$

$$v_{\delta b0}^* = -\frac{1}{2}v_\delta^* - k_y \frac{1}{2} \sum_{\beta=2,4,\dots}^{\delta-2} v_{o\beta} + v_y^* \quad (\text{B.58})$$

$$\text{onde } k_x = \begin{cases} 0, & \text{se } \gamma = 1 \\ 1, & \text{se } \gamma > 1 \end{cases} \text{ e } k_y = \begin{cases} 0, & \text{se } \delta = 2 \\ 1, & \text{se } \delta > 2 \end{cases}.$$

As tensões v_x^* e v_y^* podem ser escolhidas de forma independente, desde que, os máximos e mínimos das tensões de polo sejam respeitados, ou seja:

$$v_{x \max}^* = \frac{v_c^*}{2} - v_{x1 \max}^* \quad (\text{B.59})$$

$$v_{x \min}^* = -\frac{v_c^*}{2} - v_{x1 \min}^* \quad (\text{B.60})$$

$$v_{y \max}^* = \frac{v_c^*}{2} - v_{y1 \max}^* \quad (\text{B.61})$$

$$v_{y \min}^* = -\frac{v_c^*}{2} - v_{y1 \min}^* \quad (\text{B.62})$$

onde $v_{x1 \max}^* = \max |V_{x1}^*|$, $v_{x1 \min}^* = \min |V_{x1}^*|$, $v_{y1 \max}^* = \max |V_{y1}^*|$ e $v_{y1 \min}^* = \min |V_{y1}^*|$, com

$$V_{x1}^* = \left\{ \frac{1}{2}v_\gamma^* + k_x \frac{1}{2} \sum_{\alpha=1}^{\gamma-2} v_{o\alpha}, -\frac{1}{2}v_\gamma^* + k_x \frac{1}{2} \sum_{\alpha=1}^{\gamma-2} v_{o\alpha} \right\}$$

$$V_{y1}^* = \left\{ \frac{1}{2}v_\delta^* - k_y \frac{1}{2} \sum_{\beta=2}^{\delta-2} v_{o\beta}, -\frac{1}{2}v_\delta^* - k_y \frac{1}{2} \sum_{\beta=2}^{\delta-2} v_{o\beta} \right\}$$

B.3 Generalização da Topologia MM6B2B

A generalização da topologia monofásica-monofásica com seis braços e dois barramentos CC é mostrada na Figura B.3. Neste caso a generalização da MM6B2B foi desconsiderados os indutores dos braços compartilhados de forma a evitar o acoplamento entre as varáveis de entrada e saída do conversor. Essa configuração generalizada é formada por N conversores CA-CC-CA em paralelo, tendo um total de Δ conversores ($\Delta = 2N$), $2(N + 1)$ filtros indutivos, N braços compartilhados e N barramentos CC.

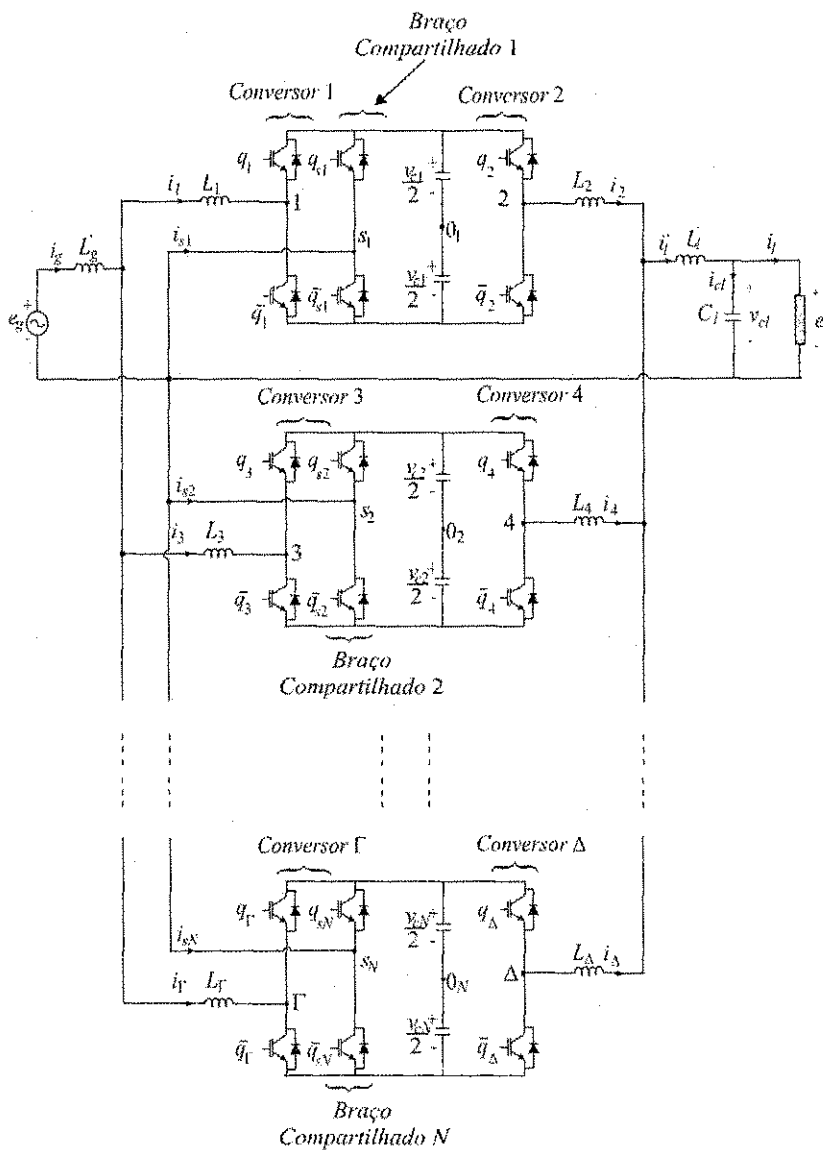


Figura B.3: Topologia MM6B2B generalizada, com N conversores CA-CC-CA em paralelo da topologia, N braços compartilhados e N barramentos CC.

B.3.1 Modelo Dinâmico

A partir da Figura B.3, o modelo da topologia MM6B2B generalizada é:

Lado da rede:

$$e_g = z'_g i_g + z_\gamma i_\gamma + v_\gamma \quad (\text{B.63})$$

$$i_g = \sum_{\gamma=1,3,\dots}^{\Gamma} i_\gamma \quad (\text{B.64})$$

onde $\gamma = 1, 3, 5, \dots, \Gamma$, $\Gamma = \Delta - 1$ e $v_\gamma = v_{\gamma 0_u} - v_{su0_u}$, com $u = \frac{\gamma+1}{2}$.

Lado da carga:

$$e_l = -z'_l i'_l - z_\delta i_\delta + v_\delta \quad (\text{B.65})$$

$$i'_l = \sum_{\delta=2,4,\dots}^{\Delta} i_\delta \quad (\text{B.66})$$

onde $\delta = 2, 4, 6, \dots, \Delta$ e $v_\delta = v_{\delta 0_u} - v_{sn0_u}$.

As correntes dos braços compartilhados são definidas por:

$$i_{su} = i_\delta - i_\gamma. \quad (\text{B.67})$$

Considerando o sistema equilibrado, com $z_\gamma = z_1$ e $z_\delta = z_2$, a partir das equações (B.63)-(B.66), encontram-se as seguintes equações:

$$v_g = \frac{1}{N} \sum_{\gamma=1,3,\dots}^{\Gamma} v_\gamma = e_g - \left(z'_g + \frac{z_1}{N} \right) i_g \quad (\text{B.68})$$

$$v_l = \frac{1}{N} \sum_{\delta=2,4,\dots}^{\Delta} v_\delta = e_l + \left(z'_l + \frac{z_2}{N} \right) i'_l \quad (\text{B.69})$$

Neste caso, as indutâncias equivalentes são definidas pelo seguinte conjunto de equações:

$$\left(z'_g + \frac{z_1}{N} \right) = z_g \quad (\text{B.70})$$

$$z_1 = K z_g \quad (\text{B.71})$$

$$\left(z'_l + \frac{z_2}{N} \right) = z_l \quad (\text{B.72})$$

$$z_2 = K z_l \quad (\text{B.73})$$

dessas equações, encontram-se as seguintes relações:

$$z'_g = \left(1 - \frac{K}{N} \right) z_g \quad (\text{B.74})$$

$$z'_l = \left(1 - \frac{K}{N} \right) z_l \quad (\text{B.75})$$

com $0 \leq K \leq N$. Por exemplo, fazendo $K = N$ encontra-se $z'_g = 0$, $z'_l = 0$, $z_1 = N z_g$ e $z_2 = N z_l$ (indutância total de $4N z_g$, com $z_l = z_g$). Nota-se, neste caso, que quanto o maior o número de

conversor conectado em paralelo maior será o valor da indutância de filtro necessário para se obter a indutância equivalente da topologia proposta igual a indutância da topologia convencional, o que justifica, a utilização dos indutores externos, por exemplo, fazendo $K = 1$, tem-se que $z'_g = \frac{N-1}{N} z_g$, $z'_l = \frac{N-1}{N} z_g$, $z_1 = z_g$ e $z_2 = z_l$ (indutância total de $\frac{6N-2}{N} z_g$).

A partir das equações (B.63)-(B.75), o modelo da generalização da topologia com dois braços compartilhados torna-se:

Lado da rede:

$$v'_\gamma = v_\gamma - \frac{N-K}{N^2} \sum_{\gamma=1,3,\dots}^{\Gamma} v_\gamma = \frac{K}{N} e_g - K z_g i_\gamma \quad (\text{B.76})$$

$$v_g = \frac{1}{N} \sum_{\gamma=1,3,\dots}^{\Gamma} v_\gamma = e_g - z_g i_g \quad (\text{B.77})$$

Lado da carga

$$v'_\delta = v_\delta - \frac{N-K}{N^2} \sum_{\delta=2,4,\dots}^{\Delta} v_\delta = \frac{K}{N} e_l + K z_l i_\delta \quad (\text{B.78})$$

$$v_l = \frac{1}{N} \sum_{\delta=2,4,\dots}^{\Delta} v_\delta = e_l + z_l i_l \quad (\text{B.79})$$

B.3.2 Estratégias PWM

As tensões fornecidas pelos controladores são representadas pelas seguintes equações:

$$v_\gamma^* = v_{\gamma 0_u}^* - v_{su0_u}^* \quad (\text{B.80})$$

$$v_\delta^* = v_{\delta 0_u}^* - v_{su0_u}^* \quad (\text{B.81})$$

onde

$$v_\gamma^* = v_\gamma^{i*} - \frac{K-N}{NK} \sum_{\gamma=1,3,5,\dots}^{\Gamma} v_\gamma^{i*} \quad (\text{B.82})$$

$$v_\delta^* = v_\delta^{i*} - \frac{K-N}{NK} \sum_{\delta=2,4,6,\dots}^{\Delta} v_\delta^{i*} \quad (\text{B.83})$$

Como as equações B.80-B.81 não são suficientes para determinar as tensões de polo da generalização da configuração MM6B2B é necessário adicionar N variáveis auxiliares definidas por:

$$v_\xi^* = v_{su0_u}^* \quad (\text{B.84})$$

$$\text{onde } \xi = \begin{cases} x, & \text{se } u = 1 \\ y, & \text{se } u = 2 \\ \vdots & \vdots \\ W & \text{se } u = N \end{cases}$$

Com base nas equações (B.80)-(B.84) encontram-se as seguintes relações para as tensões de polo:

$$v_{\gamma 0_n}^* = v_{\gamma}^* + v_{\xi}^* \tag{B.85}$$

$$v_{\delta 0_n}^* = v_{\delta}^* + v_{\xi}^* \tag{B.86}$$

$$v_{su 0_n}^* = v_{\xi}^* \tag{B.87}$$

As tensões auxiliares (v_{ξ}^*) podem ser selecionadas de forma independente, desde que, os máximos e mínimos das tensões de polo sejam respeitados a partir das equações (B.35) e (B.38), com

$$V_{\xi 1}^* = \{v_{\gamma}^*, v_{\delta}^*, 0\}$$

B.4 Generalização da Topologia MM5B1B

A Figura B.4 ilustra a generalização da topologia monofásica-monofásica com cinco braços e um barramento CC. Neste caso, essa topologia é formada por N conversores CA-CC-CA com número reduzido de componentes, com um total de Δ conversores ($\Delta = 2N$), um braço compartilhado e um barramento CC.

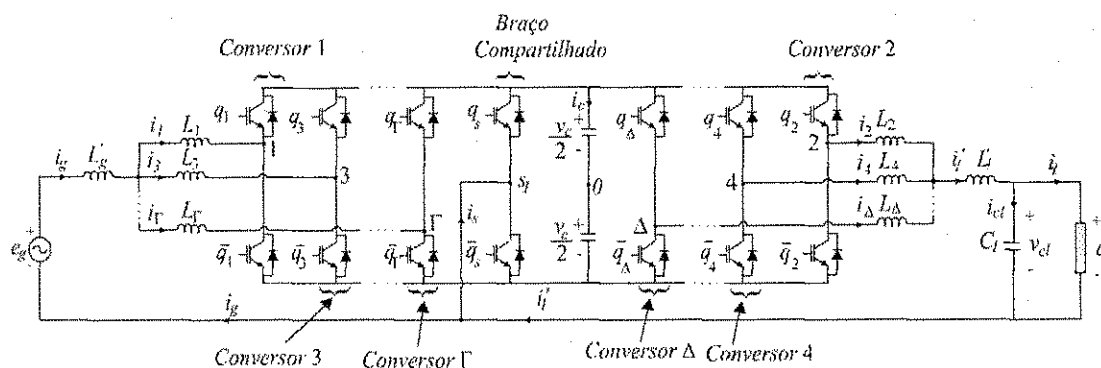


Figura B.4: Topologia MM5B1B generalizada, com N conversores CA-CC-CA em paralelo, um braço compartilhado e um barramento CC.

B.4.1 Modelo Dinâmico

Com base na Figura B.4, as seguintes equações podem ser determinadas:

Lado da rede:

$$e_g = z_g' i_g + z_{\gamma} i_{\gamma} + v_{\gamma} \tag{B.88}$$

$$i_g = \sum_{\gamma=1,3,\dots}^{\Gamma} i_{\gamma} \tag{B.89}$$

onde $\gamma = 1, 3, 5 \dots \Gamma$, $\Gamma = \Delta - 1$ e $v_{\gamma} = v_{\gamma 0} - v_{s0}$.

Lado da carga:

$$e_l = -z_l' i_l' - z_\delta i_\delta + v_\delta \quad (\text{B.90})$$

$$i_l' = \sum_{\delta=2,4,\dots}^{\Delta} i_\delta \quad (\text{B.91})$$

onde $\delta = 2, 4, 6 \dots \Delta$ e $v_\delta = v_{\delta 0} - v_{s0}$.

A corrente do braço compartilhado é definida por:

$$i_s = i_l' - i_g. \quad (\text{B.92})$$

Considerando o sistema equilibrado ($z_\gamma = z_1$ e $z_\delta = z_2$) e as impedâncias equivalentes definidas pelas expressões (B.70)-(B.75) a partir das equações (B.88)-(B.91), o modelo da generalização da topologia MM5B1B é representado pelas equações (B.76)-(B.79).

B.4.2 Estratégia PWM

As tensões fornecidas pelos controladores são representadas pelas seguintes equações:

$$v_\gamma^* = v_{\gamma 0}^* - v_{s0}^* \quad (\text{B.93})$$

$$v_\delta^* = v_{\delta 0}^* - v_{s0}^* \quad (\text{B.94})$$

com v_γ^* e v_δ^* definidas pelas equações (B.82) e (B.83), respectivamente

Como as equações B.93-B.94 não são suficientes para determinar as tensões de polo da configuração mostrada na Figura B.4, é necessário adicionar uma variável auxiliar definida por:

$$v_x^* = v_{s0}^*. \quad (\text{B.95})$$

Com base nas equações (B.93)-(B.95) as tensões de polo são determinadas pelo seguinte conjunto de equações:

$$v_{\gamma 0}^* = v_\gamma^* + v_x^* \quad (\text{B.96})$$

$$v_{\delta 0}^* = v_\delta^* + v_x^* \quad (\text{B.97})$$

$$v_{s0}^* = v_x^*. \quad (\text{B.98})$$

A tensão auxiliar v_x^* pode ser selecionada de forma independente, desde que, os máximos e mínimos das tensões de polo sejam respeitados a partir das equações (B.59) e (B.60), com

$$V_{x1}^* = \{v_1^*, v_3^*, v_5^*, \dots, v_\Gamma^*, v_2^*, v_4^*, v_6^*, \dots, v_\Delta^*, 0\}$$

Apêndice C

Generalização das Topologias do Capítulo 3

C.1 Generalização da Topologia MT10B2B

A generalização da topologia monofásica-trifásica MT10B2B utilizando N conversores CA-CC-CA monofásicos trifásicos em paralelo, é composta por N conversores monofásicos em ponte completa, N conversores trifásicos, $5(N - 1)$ indutores de filtro e N barramentos CC, como mostrada na Figura C.1.

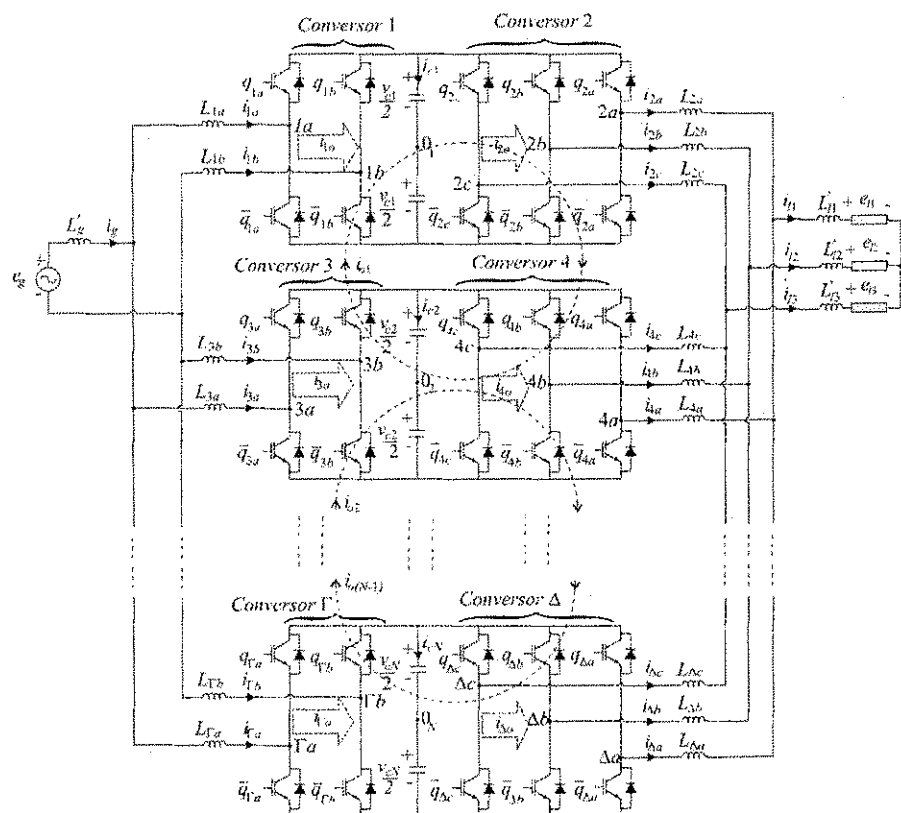


Figura C.1: Topologia MT10B2B generalizada, com N conversores CA-CC-CA em paralelo e N barramentos CC.

C.1.1 Modelo Dinâmico

A partir da Figura C.1 as seguintes equações podem encontradas:

Lado da rede:

$$e_g = z'_g i_g + z_{\gamma a} i_{\gamma a} - z_{\gamma b} i_{\gamma b} + v_\gamma \quad (\text{C.1})$$

$$i_g = \sum_{\gamma=1,3,\dots}^{\Gamma} i_{\gamma a} \quad (\text{C.2})$$

onde $\gamma = 1, 3, 5 \dots \Gamma$, $\Gamma = 2N - 1$, $v_\gamma = v_{\gamma a 0_u} - v_{\gamma b 0_u}$ e $u = (\gamma + 1)/2$.

Lado da carga:

$$e_{l1} = -z'_j i_{l1} - z_{\delta a} i_{\delta a} + v_{\delta a 0_u} - v_{l0_u} \quad (\text{C.3})$$

$$e_{l2} = -z'_j i_{l2} - z_{\delta b} i_{\delta b} + v_{\delta b 0_u} - v_{l0_u} \quad (\text{C.4})$$

$$e_{l3} = -z'_j i_{l3} - z_{\delta c} i_{\delta c} + v_{\delta c 0_u} - v_{l0_u} \quad (\text{C.5})$$

$$i_{l1} = \sum_{\delta=2,4,\dots}^{\Delta} i_{\delta a} \quad (\text{C.6})$$

$$i_{l2} = \sum_{\delta=2,4,\dots}^{\Delta} i_{\delta b} \quad (\text{C.7})$$

$$i_{l3} = \sum_{\delta=2,4,\dots}^{\Delta} i_{\delta c} \quad (\text{C.8})$$

com $\delta = \gamma + 1$, e a tensão v_{l0_u} é definida da seguinte forma:

$$v_{l0_u} = \frac{1}{3} \sum_{j=a}^c v_{\delta j 0_u} \quad (\text{C.9})$$

Vão existir $2N - 1$ malhas para a corrente de circulação, das quais, encontram-se as seguintes relações para as tensões de circulação:

$$v_{o\alpha} = \sum_{j=a}^b z_{\gamma j} i_{\gamma j} + \frac{2}{3} \sum_{j=a}^c z_{\delta j} i_{\delta j} - \sum_{j=a}^b z_{\bar{\gamma} j} i_{\bar{\gamma} j} - \frac{2}{3} \sum_{j=a}^c z_{\bar{\delta} j} i_{\bar{\delta} j} \quad (\text{C.10})$$

com

$$v_{o\alpha} = - \sum_{j=a}^b v_{\gamma j 0_u} + \frac{2}{3} \sum_{j=a}^c v_{\delta j 0_u} + \sum_{j=a}^b v_{\bar{\gamma} j 0_u} - \frac{2}{3} \sum_{j=a}^c v_{\bar{\delta} j 0_u} \quad (\text{C.11})$$

onde $\alpha = \frac{\gamma+1}{2}$ com $\alpha \leq \Gamma - 2$, $\bar{u} = u + 1$, $\bar{\gamma} = \gamma + 2$ e $\bar{\delta} = \delta + 2$.

As correntes de circulação individuais de cada conversor são definidas por:

$$i_{\gamma 0} = i_{\gamma a} + i_{\gamma b} \quad (\text{C.12})$$

$$i_{\delta 0} = \frac{1}{\sqrt{3}} \sum_{j=a}^c i_{\delta j} \quad (\text{C.13})$$

Essas correntes de circulação podem ser escritas em função de $N - 1$ correntes de circulação entre os conversores, ou seja

$$i_{\gamma o} = \sqrt{3}i_{\delta o} = Ai_{o\alpha} - Bi_{o\bar{\alpha}} \quad (\text{C.14})$$

$$\text{com } \bar{\alpha} = \frac{\gamma-1}{2}, A = \begin{cases} 0, & \text{se } \gamma = \Gamma \\ 1, & \text{se } \gamma < \Gamma \end{cases} \text{ e } B = \begin{cases} 0, & \text{se } \bar{\alpha} < 0 \\ 1, & \text{se } \bar{\alpha} > 0 \end{cases}.$$

Considerando o sistema equilibrado, com $z_{\gamma a} = z_{\gamma b} = z_1$ e $z_{\delta a} = z_{\delta b} = z_{\delta c} = z_2$, a partir das equações (C.1), (C.3)-(C.5) e (C.10), e do modelo *odq* [veja as equações (3.51)-(3.54)], a generalização da topologia monofásica-trifásica com N barramentos *CC* é representado pelo seguinte grupo de equações:

$$e_g = z'_g i_g + 2z_1 i_{\gamma a} - z_1 i_{\gamma o} + v_\gamma \quad (\text{C.15})$$

$$e_{ld} = -z'_l i_{ld} - z_2 i_{\delta d} + v_{\delta d} \quad (\text{C.16})$$

$$e_{lq} = -z'_l i_{lq} - z_2 i_{\delta q} + v_{\delta q} \quad (\text{C.17})$$

$$v_{o\alpha} = (z_1 + \frac{2}{3}z_2) i_{\gamma o} - (z_1 + \frac{2}{3}z_2) i_{\gamma o}. \quad (\text{C.18})$$

A partir da equação (C.15) e das equações (C.16) e (C.17) pode-se encontrar os modelos simplificados da topologia proposta em função da corrente da rede e em função da tensão da carga, respectivamente, isto é:

$$v_g = \frac{1}{N} \sum_{\gamma=1,3,\dots}^{\Gamma} v_\gamma = e_g - \left(z'_g + \frac{2}{N}z_1 \right) i_g \quad (\text{C.19})$$

$$v_{ld} = \frac{1}{N} \sum_{\delta=2,4,6,\dots}^{\Delta} v_{\delta d} = e_{ld} + \left(z'_l - \frac{z_2}{N} \right) i_{ld} \quad (\text{C.20})$$

$$v_{lq} = \frac{1}{N} \sum_{\delta=2,4,6,\dots}^{\Delta} v_{\delta q} = e_{lq} + \left(z'_l - \frac{z_2}{N} \right) i_{lq}. \quad (\text{C.21})$$

Assumindo que:

$$\left(z'_g + \frac{2}{N}z_1 \right) = z_g \quad (\text{C.22})$$

$$z'_l + \frac{z_2}{N} = z_l \quad (\text{C.23})$$

onde z_g e z_l são as indutâncias equivalentes de entrada e saída da topologia proposta, respectivamente. Adicionado os parâmetros K_1 e K_2 , com $0 < K_1 \leq \frac{N}{2}$ e $0 < K_2 \leq N$, as seguintes relações são encontradas:

$$z_1 = K_1 z_g \quad (\text{C.24})$$

$$z'_g = \frac{N - 2K_1}{N} z_g \quad (\text{C.25})$$

$$z_2 = K_2 z_l \quad (\text{C.26})$$

$$z'_l = \frac{N - K_2}{N} z_l \quad (\text{C.27})$$

Desta maneira, substituindo as equações (C.22)-(C.27) nas equações (C.15)-(C.21), o modelo da topologia monofásica-trifásica generalizada, apresentada na Figura C.1, é resumindo pelo seguinte conjunto de equações:

$$v'_\gamma = v_\gamma - \frac{N - 2K_1}{N^2} \sum_{\gamma=1,3,\dots}^{\Gamma} v_\gamma = \frac{2K_1}{N} e_g - 2K_1 z_g i_{\gamma a} + K_1 z_g i_{\gamma o} \quad (\text{C.28})$$

$$v_g = \frac{1}{N} \sum_{\gamma=1,3,\dots}^{\Gamma} v_\gamma = e_g - z_g i_g \quad (\text{C.29})$$

$$v'_{\delta d} = v_{\delta d} - \frac{1}{N} \left(\frac{N - K_2}{N} \right) \sum_{\delta=2,4,6,\dots}^{\Delta} v_{\delta d} = \frac{K_2}{N} e_{ld} + K_2 z_l i_{ld} \quad (\text{C.30})$$

$$v_{ld} = \frac{1}{N} \sum_{\delta=2,4,6,\dots}^{\Delta} v_{\delta d} = e_{ld} + z_l i_{ld} \quad (\text{C.31})$$

$$v'_{\delta q} = v_{\delta q} - \frac{1}{N} \left(\frac{N - K_2}{N} \right) \sum_{\delta=2,4,6,\dots}^{\Delta} v_{\delta q} = \frac{K_2}{N} e_{lq} + K_2 z_l i_{lq} \quad (\text{C.32})$$

$$v_{lq} = \frac{1}{N} \sum_{\delta=2,4,6,\dots}^{\Delta} v_{\delta q} = e_{lq} + z_l i_{lq} \quad (\text{C.33})$$

$$v_{o\alpha} = (K_1 z_g + \frac{2}{3} K_2 z_l) i_{\gamma o} - (K_1 z_g + \frac{2}{3} K_2 z_l) i_{\bar{\gamma} o}. \quad (\text{C.34})$$

C.1.2 Estratégia PWM

As tensões de referência fornecidas pelos controladores são escritas das seguintes formas:

$$v_\gamma^* = v_{\gamma a 0_u}^* - v_{\gamma b 0_u}^* \quad (\text{C.35})$$

$$v_{\delta d}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(v_{\delta a 0_u}^* - \frac{v_{\delta b 0_u}^*}{2} - \frac{v_{\delta c 0_u}^*}{2} \right) \quad (\text{C.36})$$

$$v_{\delta q}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} v_{\delta b 0_u}^* - \frac{\sqrt{3}}{2} v_{\delta c 0_u}^* \right) \quad (\text{C.37})$$

$$v_{o\alpha}^* = - \sum_{j=a}^b v_{\gamma j 0_u}^* + \frac{2}{3} \sum_{j=a}^c v_{\delta j 0_u}^* + \sum_{j=a}^b v_{\bar{\gamma} j 0_{\bar{u}}}^* - \frac{2}{3} \sum_{j=a}^c v_{\delta j 0_{\bar{u}}}^* \quad (\text{C.38})$$

onde

$$v_\gamma^* = v_\gamma^{*'} - \frac{2K - N}{2KN} \sum_{\gamma=1,3,5,\dots}^{\Gamma} v_\gamma^{*'} \quad (\text{C.39})$$

$$v_{\delta d}^* = v_{\delta d}^{*'} - \frac{K - N}{KN} \sum_{\delta=2,4,6,\dots}^{\Delta} v_{\delta d}^{*'} \quad (\text{C.40})$$

$$v_{\delta q}^* = v_{\delta q}' - \frac{K-N}{KN} \sum_{\delta=2,4,6\dots}^{\Delta} v_{\delta q}' \quad (C.41)$$

As equações (C.35)-(C.38) não são suficientes para determinar as tensões de polo de referência. Assim, para calcular essas tensões é necessário adicionar $N + 1$ variáveis auxiliares definidas por:

$$v_x^* = \frac{1}{2} (v_{1a0_u}^* + v_{1b0_u}^*) \quad (C.42)$$

$$v_{\xi}^* = \frac{1}{3} (v_{\delta a0_u}^* + v_{\delta b0_u}^* + v_{\delta c0_u}^*) \quad (C.43)$$

$$\text{onde } \xi = \begin{cases} y, & \text{se } \delta = 2 \\ z, & \text{se } \delta = 4 \\ \vdots & \vdots \\ W & \text{se } \delta = \Delta \end{cases}$$

Desta forma, a partir das (C.35)-(C.38), (C.42) e (C.43) encontram as seguintes expressões para as tensões de polo:

$$v_{\gamma a0_u}^* = \frac{1}{2} v_{\gamma}^* + \frac{1}{2} \sum_{\alpha=1}^{\frac{\gamma-1}{2}} v_{o\alpha} + v_x^* - k v_y^* + k v_{\xi}^* \quad (C.44)$$

$$v_{\gamma b0_u}^* = -\frac{1}{2} v_{\gamma}^* + k \frac{1}{2} \sum_{\alpha=1}^{\frac{\gamma-1}{2}} v_{o\alpha} + v_x^* - k v_y^* + k v_{\xi}^* \quad (C.45)$$

$$v_{\delta a0_u}^* = v_{\delta a}^* + v_{\xi}^* \quad (C.46)$$

$$v_{\delta b0_u}^* = v_{\delta b}^* + v_{\xi}^* \quad (C.47)$$

$$v_{\delta c0_u}^* = v_{\delta c}^* + v_{\xi}^* \quad (C.48)$$

$$\text{onde } k = \begin{cases} 0, & \text{se } \gamma = 1 \\ 1, & \text{se } \gamma > 1 \end{cases}, \text{ com}$$

$$v_{\delta a}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} v_{\delta d}^* \quad (C.49)$$

$$v_{\delta b}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{1}{2} v_{\delta d}^* + \frac{\sqrt{3}}{2} v_{\delta q}^* \right) \quad (C.50)$$

$$v_{\delta c}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(-\frac{1}{2} v_{\delta d}^* - \frac{\sqrt{3}}{2} v_{\delta q}^* \right) \quad (C.51)$$

As tensões v_x^* e v_{ξ}^* podem ser escolhidas a partir das equações (B.35)-(B.38), com

$$V_{x\xi}^* = \left\{ \frac{1}{2} v_{\gamma}^* + \frac{1}{2} \sum_{\alpha=1}^{\frac{\gamma-1}{2}} v_{o\alpha} - k v_y^* + k v_{\xi}^*, -\frac{1}{2} v_{\gamma}^* + \frac{1}{2} \sum_{\alpha=1}^{\frac{\gamma-1}{2}} v_{o\alpha} + -k v_y^* + k v_{\xi}^* \right\}$$

$$V_{\xi 1}^* = \{v_{\delta a}^*, v_{\delta b}^*, v_{\delta c}^*\}.$$

C.2 Generalização da Topologia MT10B1B

Exibe-se na Figura C.2 a generalização da topologia monofásica-trifásica MT10B1B com N conversores CA-CC-CA monofásicos-trifásicos em paralelo. Essa configuração é formada por N conversores monofásicos, N conversores trifásicos, $5(N - 1)$ indutores de filtro e um barramento CC.

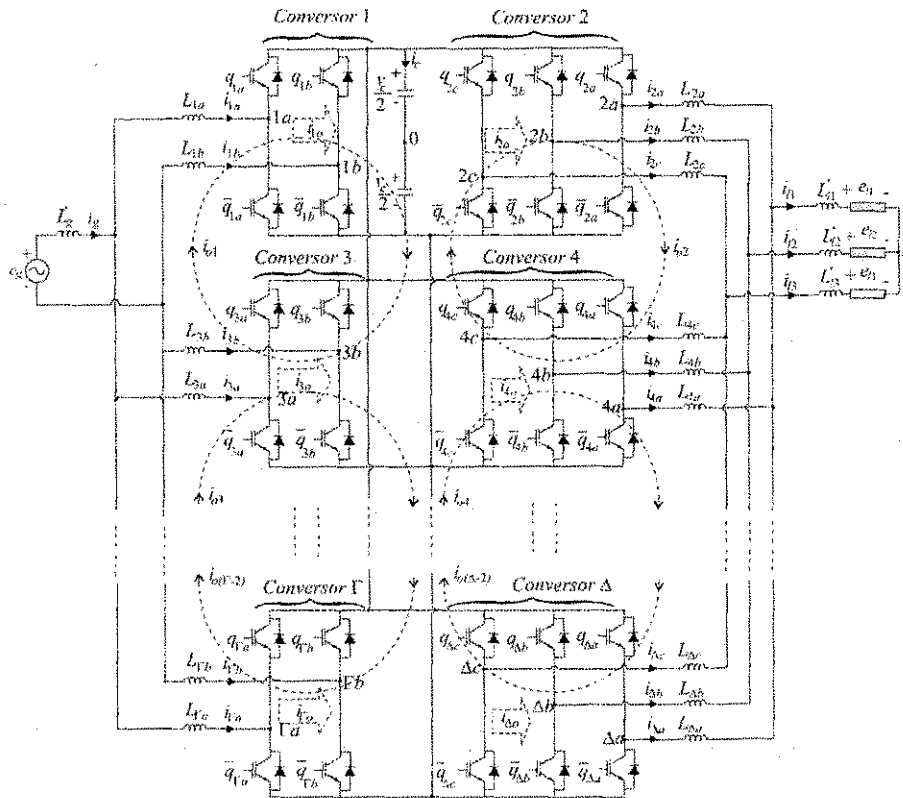


Figura C.2: Topologia MT10B1B generalizada, com N conversores CA-CC-CA em paralelo e um barramento CC.

C.2.1 Modelo Dinâmico

O modelo da generalização da topologia monofásica-trifásica com um barramento CC, mostrado na Figura C.2 é representado pelas equações (C.30)-(C.33), com

$$v_{l0} = \frac{1}{3N} \left(\sum_{\delta=2,4,\dots}^{\Delta} v_{\delta a0} + \sum_{\delta=1,3,\dots}^{\Delta} v_{\delta b0} + \sum_{\delta=1,3,\dots}^{\Delta} v_{\delta c0} \right). \tag{C.52}$$

Diferente do caso anterior, para a topologia com N barramentos CC vão existir $(2N - 2)$ malhas para a circulação das correntes entre os conversores, das quais encontram-se as seguintes expressões para as tensões de circulação:

$$v_{o\alpha} = \sum_{j=a}^b z_{\gamma j} i_{\gamma j} - \sum_{j=a}^b z_{\bar{\gamma} j} i_{\bar{\gamma} j} \tag{C.53}$$

$$v_{o\beta} = \sum_{j=a}^c z_{\delta j} i_{\delta j} - \sum_{j=a}^c z_{\bar{\delta} j} i_{\bar{\delta} j} \quad (\text{C.54})$$

com

$$v_{o\alpha} = - \sum_{j=a}^b v_{\gamma j 0} + \sum_{j=a}^b v_{\bar{\gamma} j 0} \quad (\text{C.55})$$

$$v_{o\beta} = \sum_{j=a}^c v_{\delta j 0} - \sum_{j=a}^c v_{\bar{\delta} j 0} \quad (\text{C.56})$$

onde $\alpha = (\gamma + 1)/2$ com $\alpha \leq \Gamma - 2$, $\beta = \alpha + 1$, $\bar{\gamma} = \gamma + 2$ e $\bar{\delta} = \delta + 2$.

Assumindo que o sistema seja equilibrado, a partir das equações (C.22)-(C.27), (C.53) e (C.54) as seguintes relações são encontradas para as tensões de circulação:

$$v_{o\alpha} = K_1 z_g (i_{\gamma o} - i_{\bar{\gamma} o}) \quad (\text{C.57})$$

$$v_{o\beta} = K_2 z_l (i_{\delta o} - i_{\bar{\delta} o}). \quad (\text{C.58})$$

C.2.2 Estratégia PWM

As tensões de polo de referência podem ser determinadas a partir das tensões fornecidas pelos controladores que são definidas como seguem:

$$v_{\gamma}^* = v_{\gamma a 0}^* - v_{\gamma b 0}^* \quad (\text{C.59})$$

$$v_{\delta d}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(v_{\delta a 0}^* - \frac{v_{\delta b 0}^*}{2} - \frac{v_{\delta c 0}^*}{2} \right) \quad (\text{C.60})$$

$$v_{\delta q}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} v_{\delta b 0}^* - \frac{\sqrt{3}}{2} v_{\delta c 0}^* \right) \quad (\text{C.61})$$

$$v_{o\alpha}^* = - \sum_{j=a}^b v_{\gamma j 0}^* + \sum_{j=a}^b v_{\bar{\gamma} j 0}^* \quad (\text{C.62})$$

$$v_{o\beta}^* = \sum_{j=a}^c v_{\delta j 0}^* - \sum_{j=a}^c v_{\bar{\delta} j 0}^* \quad (\text{C.63})$$

onde as tensões v_{γ}^* , $v_{\delta d}^*$ e $v_{\delta q}^*$ são definidas pelas equações (C.39), (C.40) e (C.41), respectivamente.

Neste caso, para o cálculo das tensões de polo é necessário adicionar duas variáveis auxiliares definidas por:

$$v_x^* = \frac{1}{2} (v_{1a0}^* + v_{1b0}^*) \quad (\text{C.64})$$

$$v_y^* = \frac{1}{3} (v_{2a0}^* + v_{2b0}^* + v_{2c0}^*). \quad (\text{C.65})$$

Desta forma, a partir das equações (C.59)-(C.65), as tensões de polo de referência são determinadas pelas seguintes equações:

$$v_{\gamma a 0}^* = \frac{1}{2}v_{\gamma}^* + k_x \frac{1}{2} \sum_{\alpha=1,3,\dots}^{\gamma-2} v_{o\alpha} + v_x^* \quad (\text{C.66})$$

$$v_{\gamma b 0}^* = -\frac{1}{2}v_{\gamma}^* + k_x \frac{1}{2} \sum_{\alpha=1,3,\dots}^{\gamma-2} v_{o\alpha} + v_x^* \quad (\text{C.67})$$

$$v_{\delta a 0}^* = v_{\delta a}^* - k_y \frac{1}{2} \sum_{\beta=2,4,\dots}^{\delta-2} v_{o\beta} + v_y^* \quad (\text{C.68})$$

$$v_{\delta b 0}^* = v_{\delta b}^* - k_y \frac{1}{2} \sum_{\beta=2,4,\dots}^{\delta-2} v_{o\beta} + v_y^* \quad (\text{C.69})$$

$$v_{\delta c 0}^* = v_{\delta c}^* - k_y \frac{1}{2} \sum_{\beta=2,4,\dots}^{\delta-2} v_{o\beta} + v_y^* \quad (\text{C.70})$$

onde $k_x = \begin{cases} 0, & \text{se } \gamma = 1 \\ 1, & \text{se } \gamma > 1 \end{cases}$ e $k_y = \begin{cases} 0, & \text{se } \delta = 2 \\ 1, & \text{se } \delta > 2 \end{cases}$, com as tensões $v_{\delta a}^*$, $v_{\delta b}^*$ e $v_{\delta c}^*$ sendo representadas pelas equações (C.49), (C.50) e (C.51), respectivamente.

As tensões v_x^* e v_y^* podem ser escolhidas a partir das equações (B.59)-(B.62), com

$$V_{x1}^* = \left\{ \frac{1}{2}v_{\gamma}^* + k_x \frac{1}{2} \sum_{\alpha=1}^{\gamma-2} v_{o\alpha}, -\frac{1}{2}v_{\gamma}^* + k_x \frac{1}{2} \sum_{\alpha=1}^{\gamma-2} v_{o\alpha} \right\}$$

$$V_{y1}^* = \left\{ v_{\delta a}^* - k_y \frac{1}{2} \sum_{\beta=2,4,\dots}^{\delta-2} v_{o\beta}, v_{\delta b}^* - k_y \frac{1}{2} \sum_{\beta=2,4,\dots}^{\delta-2} v_{o\beta}, v_{\delta c}^* - k_y \frac{1}{2} \sum_{\beta=2,4,\dots}^{\delta-2} v_{o\beta} \right\}$$

Apêndice D

Generalização das Topologias do Capítulo 4

D.1 Generalização da Topologia TT12B2B

A topologia trifásica-trifásica com doze braços e dois barramentos CC, formada por dois conversores CA-CC-CA conectados em paralelo, pode ser generalizada com N conversores CA-CC-CA conectados em paralelo, sendo composta por Δ conversores ($\Delta = 2N$), $6(N + 1)$ filtros indutivos e N barramentos CC, conforme ilustrada na Figura D.1.

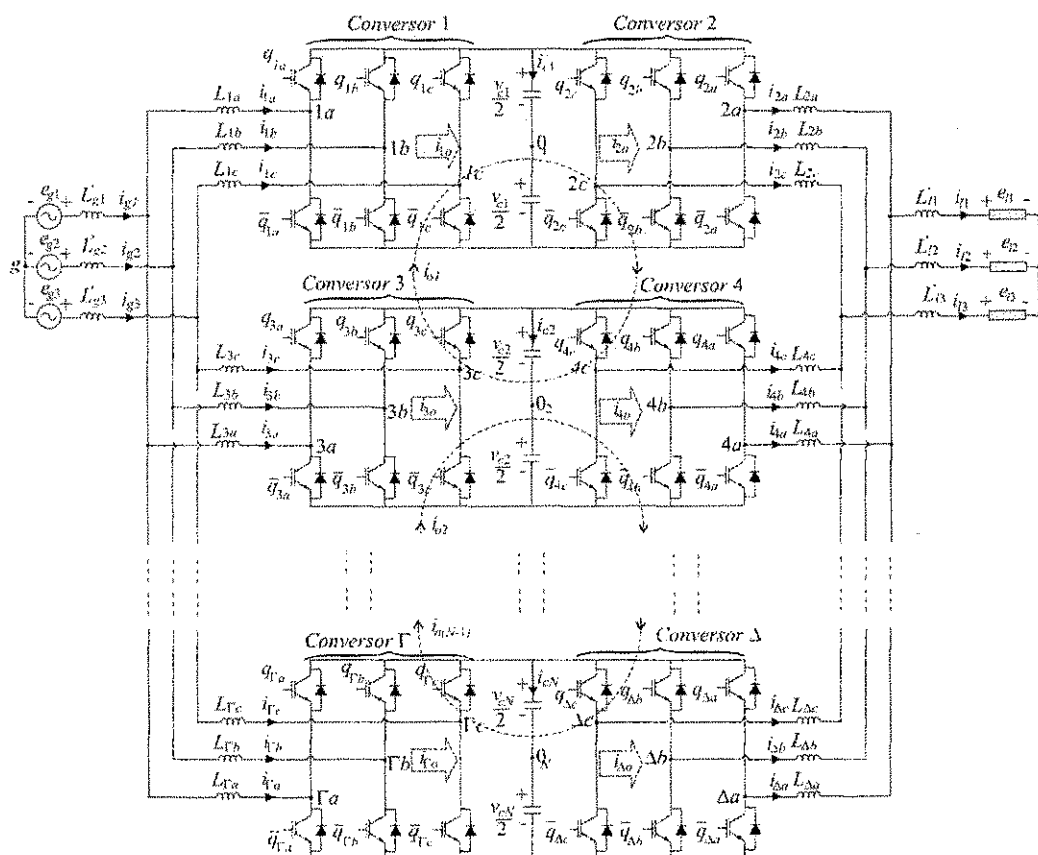


Figura D.1: Topologia TT12B2B generalizada, com N conversores CA-CC-CA em paralelo e N barramentos CC.

D.1.1 Modelo Dinâmico

O modelo da generalização do conversor CA-CC-CA trifásico-trifásico com N barramentos CC é apresentado a seguir. A partir da Figura D.1 as seguintes equações podem ser determinadas:

Lado da rede:

$$e_{g1} = z'_g i_{g1} + z_{\gamma a} i_{\gamma a} + v_{\gamma a 0_u} - v_{g 0_u} \quad (D.1)$$

$$e_{g2} = z'_g i_{g2} + z_{\gamma b} i_{\gamma b} + v_{\gamma b 0_u} - v_{g 0_u} \quad (D.2)$$

$$e_{g3} = z'_g i_{g3} + z_{\gamma c} i_{\gamma c} + v_{\gamma c 0_u} - v_{g 0_u} \quad (D.3)$$

$$i_{g1} = \sum_{\gamma=1,3,\dots}^{\Gamma} i_{\gamma a} \quad (D.4)$$

$$i_{g2} = \sum_{\gamma=1,3,\dots}^{\Gamma} i_{\gamma b} \quad (D.5)$$

$$i_{g3} = \sum_{\gamma=1,3,\dots}^{\Gamma} i_{\gamma c} \quad (D.6)$$

com $\gamma = 1, 3, 5, \dots, \Gamma$, $\Gamma = 2N - 1$, $u = (\gamma + 1)/2$ e a tensão $v_{g 0_u}$ é definida por:

$$v_{g 0_u} = \frac{1}{3} \sum_{j=a}^c v_{\gamma j 0_u} \quad (D.7)$$

Lado da carga:

$$e_{l1} = -z'_l i_{l1} - z_{\delta a} i_{\delta a} + v_{\delta a 0_u} - v_{l 0_u} \quad (D.8)$$

$$e_{l2} = -z'_l i_{l2} - z_{\delta b} i_{\delta b} + v_{\delta b 0_u} - v_{l 0_u} \quad (D.9)$$

$$e_{l3} = -z'_l i_{l3} - z_{\delta c} i_{\delta c} + v_{\delta c 0_u} - v_{l 0_u} \quad (D.10)$$

$$i_{l1} = \sum_{\delta=2,4,\dots}^{\Delta} i_{\delta a} \quad (D.11)$$

$$i_{l2} = \sum_{\delta=2,4,\dots}^{\Delta} i_{\delta b} \quad (D.12)$$

$$i_{l3} = \sum_{\delta=2,4,\dots}^{\Delta} i_{\delta c} \quad (D.13)$$

com $\delta = \gamma + 1$, e a tensão $v_{l 0_u}$ é definida da seguinte forma:

$$v_{l 0_u} = \frac{1}{3} \sum_{j=a}^c v_{\delta j 0_u} \quad (D.14)$$

Neste caso, pode-se escrever $N - 1$ malhas para a circulação de corrente entre os conversores, que são definidas por:

$$v_{o\alpha} = \left(\sum_{j=a}^c z_{\gamma j} i_{\gamma j} + \sum_{j=a}^c z_{\delta j} i_{\delta j} - \sum_{j=a}^c z_{\bar{\gamma} j} i_{\bar{\gamma} j} - \sum_{j=a}^c z_{\bar{\delta} j} i_{\bar{\delta} j} \right) \quad (D.15)$$

com

$$v_{o\alpha} = - \sum_{j=a}^c v_{\gamma j 0_u} + \sum_{j=a}^c v_{\delta j 0_u} + \sum_{j=a}^c v_{\bar{\gamma} j 0_{\bar{u}}} - \sum_{j=a}^c v_{\bar{\delta} j 0_{\bar{u}}} \quad (D.16)$$

onde $\alpha = (\gamma + 1)/2$ com $\alpha \leq \Gamma - 2$, $\bar{u} = u + 1$, $\bar{\gamma} = \gamma + 2$ e $\bar{\delta} = \delta + 2$.

As correntes de circulação individuais de cada conversor são definidas por:

$$i_{\gamma o} = \frac{1}{\sqrt{3}} \sum_{j=a}^c i_{\gamma j} \quad (D.17)$$

$$i_{\delta o} = \frac{1}{\sqrt{3}} \sum_{j=a}^c i_{\delta j} \quad (D.18)$$

Essas correntes de circulação podem ser escritas em função de $N - 1$ correntes de circulação entre os conversores, ou seja

Lado da rede:

$$i_{\gamma o} = i_{\delta o} = A i_{o\alpha} - B i_{o\bar{\alpha}} \quad (D.19)$$

$$\text{com } \bar{\alpha} = \frac{\gamma-1}{2}, A = \begin{cases} 0, & \text{se } \gamma = \Gamma \\ 1, & \text{se } \gamma < \Gamma \end{cases} \text{ e } B = \begin{cases} 0, & \text{se } \alpha = 0 \\ 1, & \text{se } \alpha > 0 \end{cases}$$

Considerando o sistema equilibrado, com $z_{\gamma a} = z_{\gamma b} = z_{\gamma c} = z_1$ e $z_{\delta a} = z_{\delta b} = z_{\delta c} = z_2$, a partir das equações (D.1)-(D.3), (D.8)-(D.10) e (D.15), o modelo *odq* da generalização da topologia trifásica-trifásica com N barramentos *CC* é representado pelo seguinte conjunto de equações:

$$e_{gd} = z'_g i_{gd} + z_1 i_{\gamma d} + v_{\gamma d} \quad (D.20)$$

$$e_{gq} = z'_g i_{gq} + z_1 i_{\gamma q} + v_{\gamma q} \quad (D.21)$$

$$e_{ld} = -z'_l i_{ld} - z_2 i_{\delta d} + v_{\delta d} \quad (D.22)$$

$$e_{lq} = -z'_l i_{lq} - z_2 i_{\delta q} + v_{\delta q} \quad (D.23)$$

$$v_{o\alpha} = \sqrt{3}(z_1 + z_2) i_{\gamma o} - \sqrt{3}(z_1 + z_2) i_{\bar{\gamma} o} \quad (D.24)$$

A partir das equações (D.20)-(D.23) encontram-se os modelos simplificados de entrada e saída da topologia proposta, isto é

Lado da rede:

$$v_{gd} = \frac{1}{N} \sum_{\gamma=1,3,5,\dots}^{\Gamma} v_{\gamma d} = e_{gd} - \left(z'_g + \frac{z_1}{N} \right) i_{gd} \quad (D.25)$$

$$v_{gq} = \frac{1}{N} \sum_{\gamma=1,3,5}^{\Gamma} v_{\gamma q} = e_{gq} - \left(z'_g + \frac{z_1}{N} \right) i_{gq} \quad (D.26)$$

Lado da carga:

$$v_{ld} = \frac{1}{N} \sum_{\delta=2,4,6,\dots}^{\Delta} v_{\delta d} = e_{ld} + \left(z'_l - \frac{z_2}{N}\right) i_{ld} \quad (\text{D.27})$$

$$v_{lq} = \frac{1}{N} \sum_{\delta=2,4,6,\dots}^{\Delta} v_{\delta q} = e_{lq} + \left(z'_l - \frac{z_2}{N}\right) i_{lq}. \quad (\text{D.28})$$

Assumindo que:

$$z'_g + \frac{z_1}{N} = z_g \quad (\text{D.29})$$

$$z'_l + \frac{z_2}{N} = z_l \quad (\text{D.30})$$

onde z_g e z_l são as indutâncias equivalentes de entrada e saída da topologia proposta, respectivamente, e adicionado o parâmetro K , com $0 < K \leq N$, as seguintes relações são encontradas:

$$z_1 = K z_g \quad (\text{D.31})$$

$$z'_g = \frac{N-K}{N} z_g \quad (\text{D.32})$$

$$z_2 = K z_l \quad (\text{D.33})$$

$$z'_l = \frac{N-K}{N} z_l \quad (\text{D.34})$$

Desta maneira, a partir das equações (D.24) a (D.34) a generalização da topologia apresentada na Figura D.1, é representada pelo seguinte conjunto de equações:

Lado da rede:

$$v'_{\gamma d} = v_{\gamma d} - \frac{1}{N} \left(\frac{N-K}{N}\right) \sum_{\gamma=1,3,5,\dots}^{\Gamma} v_{\gamma d} = \frac{K}{N} e_{gd} - K z_g i_{gd} \quad (\text{D.35})$$

$$v_{gd} = \frac{1}{N} \sum_{\gamma=1,3,5,\dots}^{\Gamma} v_{\gamma d} = e_{gd} - z_g i_{gd} \quad (\text{D.36})$$

$$v'_{\gamma q} = v_{\gamma q} - \frac{1}{N} \left(\frac{N-K}{N}\right) \sum_{\gamma=1,3,5,\dots}^{\Gamma} v_{\gamma q} = \frac{K}{N} e_{gq} - K z_g i_{gq} \quad (\text{D.37})$$

$$v_{gq} = \frac{1}{N} \sum_{\gamma=1,3,5,\dots}^{\Gamma} v_{\gamma q} = e_{gq} - z_g i_{gq} \quad (\text{D.38})$$

Lado da carga:

$$v'_{\delta d} = v_{\delta d} - \frac{1}{N} \left(\frac{N-K}{N}\right) \sum_{\delta=2,4,6,\dots}^{\Delta} v_{\delta d} = \frac{K}{N} e_{ld} + K z_l i_{ld} \quad (\text{D.39})$$

$$v_{ld} = \frac{1}{N} \sum_{\delta=2,4,6,\dots}^{\Delta} v_{\delta d} = e_{ld} + z_l i_{ld} \quad (\text{D.40})$$

$$v'_{\delta q} = v_{\delta q} - \frac{1}{N} \left(\frac{N-K}{N} \right) \sum_{\delta=2,4,6,\dots}^{\Delta} v_{\delta q} = \frac{K}{N} e_{lq} + K z_l i_{lq} \quad (D.41)$$

$$v_{lq} = \frac{1}{N} \sum_{\delta=2,4,6,\dots}^{\Delta} v_{\delta q} = e_{lq} + z_l i_{lq} \quad (D.42)$$

Para a tensão de circulação:

$$v_{o\alpha} = K\sqrt{3} [(z_g + z_l) i_{\gamma o} - (z_g + z_l) i_{\bar{\gamma} o}]. \quad (D.43)$$

D.1.2 Estratégia PWM

As tensões fornecidas pelos controladores são determinadas por:

$$v_{\gamma d}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(v_{\gamma a 0_u}^* - \frac{v_{\gamma b 0_u}^*}{2} - \frac{v_{\gamma c 0_u}^*}{2} \right) \quad (D.44)$$

$$v_{\gamma q}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} v_{\gamma b 0_u}^* - \frac{\sqrt{3}}{2} v_{\gamma c 0_u}^* \right) \quad (D.45)$$

$$v_{\delta d}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(v_{\delta a 0_u}^* - \frac{v_{\delta b 0_u}^*}{2} - \frac{v_{\delta c 0_u}^*}{2} \right) \quad (D.46)$$

$$v_{\delta q}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} v_{\delta b 0_u}^* - \frac{\sqrt{3}}{2} v_{\delta c 0_u}^* \right) \quad (D.47)$$

$$v_{o\alpha}^* = - \sum_{j=a}^c v_{\gamma j 0_u}^* + \sum_{j=a}^c v_{\delta j 0_u}^* + \sum_{j=a}^c v_{\bar{\gamma} j 0_{\bar{u}}}^* - \sum_{j=a}^c v_{\delta j 0_{\bar{u}}}^* \quad (D.48)$$

onde

$$v_{\gamma d}^* = v_{\gamma d}^{\prime*} - \frac{K-N}{KN} \sum_{\gamma=1,3,5,\dots}^{\Gamma} v_{\gamma d}^{\prime*} \quad (D.49)$$

$$v_{\gamma q}^* = v_{\gamma q}^{\prime*} - \frac{K-N}{KN} \sum_{\gamma=1,3,5,\dots}^{\Gamma} v_{\gamma q}^{\prime*} \quad (D.50)$$

$$v_{\delta d}^* = v_{\delta d}^{\prime*} - \frac{K-N}{KN} \sum_{\delta=2,4,6,\dots}^{\Delta} v_{\delta d}^{\prime*} \quad (D.51)$$

$$v_{\delta q}^* = v_{\delta q}^{\prime*} - \frac{K-N}{KN} \sum_{\delta=2,4,6,\dots}^{\Delta} v_{\delta q}^{\prime*} \quad (D.52)$$

Como as equações (D.44)-(D.48) não são suficiente para determinar as tensões de polo, é necessário adicionar $N + 1$ variáveis auxiliares definidas por:

$$v_x^* = \frac{1}{3} (v_{1a 0_u}^* + v_{1b 0_u}^* + v_{1c 0_u}^*) \quad (D.53)$$

$$v_\xi^* = \frac{1}{3} (v_{\delta a 0_u}^* + v_{\delta b 0_u}^* + v_{\delta c 0_u}^*) \quad (D.54)$$

$$\text{onde } \xi = \begin{cases} y, & \text{se } \delta = 2 \\ z, & \text{se } \delta = 4 \\ \vdots & \vdots \\ W & \text{se } \delta = \Delta \end{cases}$$

A partir das equações (D.44)-(D.48), (D.53) e (D.54) encontram-se:

$$v_{\gamma a 0_u}^* = v_{\gamma a}^* + k \frac{1}{3} \sum_{\alpha=1}^{\frac{\gamma-1}{2}} v_{o\alpha} + v_x^* - kv_y^* + kv_\xi^* \quad (\text{D.55})$$

$$v_{\gamma b 0_u}^* = v_{\gamma b}^* + k \frac{1}{3} \sum_{\alpha=1}^{\frac{\gamma-1}{2}} v_{o\alpha} + v_x^* - kv_y^* + kv_\xi^* \quad (\text{D.56})$$

$$v_{\gamma c 0_u}^* = v_{\gamma c}^* + k \frac{1}{3} \sum_{\alpha=1}^{\frac{\gamma-1}{2}} v_{o\alpha} + v_x^* - kv_y^* + kv_\xi^* \quad (\text{D.57})$$

$$v_{\delta a 0_u}^* = v_{\delta a}^* + v_\xi^* \quad (\text{D.58})$$

$$v_{\delta b 0_u}^* = v_{\delta b}^* + v_\xi^* \quad (\text{D.59})$$

$$v_{\delta c 0_u}^* = v_{\delta c}^* + v_\xi^* \quad (\text{D.60})$$

$$\text{onde } k = \begin{cases} 0, & \text{se } \gamma = 1 \\ 1, & \text{se } \gamma > 1 \end{cases}, \text{ com}$$

$$v_{\gamma a}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} v_{\gamma d}^* \quad (\text{D.61})$$

$$v_{\gamma b}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{1}{2} v_{\gamma d}^* + \frac{\sqrt{3}}{2} v_{\gamma q}^* \right) \quad (\text{D.62})$$

$$v_{\gamma c}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(-\frac{1}{2} v_{\gamma d}^* - \frac{\sqrt{3}}{2} v_{\gamma q}^* \right) \quad (\text{D.63})$$

$$v_{\delta a}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} v_{\delta d}^* \quad (\text{D.64})$$

$$v_{\delta b}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{1}{2} v_{\delta d}^* + \frac{\sqrt{3}}{2} v_{\delta q}^* \right) \quad (\text{D.65})$$

$$v_{\delta c}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(-\frac{1}{2} v_{\delta d}^* - \frac{\sqrt{3}}{2} v_{\delta q}^* \right) \quad (\text{D.66})$$

As tensões v_x^* e v_ξ^* podem ser escolhidas a partir das equações (B.35)-(B.38), com

$$V_{x1}^* = \left\{ v_{\gamma a}^* + \frac{k}{3} \sum_{\alpha=1}^{\frac{\gamma-1}{2}} v_{o\alpha} - kv_y^* + kv_\xi^*, v_{\gamma b}^* + \frac{k}{3} \sum_{\alpha=1}^{\frac{\gamma-1}{2}} v_{o\alpha} - kv_y^* + kv_\xi^*, v_{\gamma c}^* + \frac{k}{3} \sum_{\alpha=1}^{\frac{\gamma-1}{2}} v_{o\alpha} - kv_y^* + kv_\xi^* \right\}$$

$$V_{\xi 1}^* = \{v_{\delta a}^*, v_{\delta b}^*, v_{\delta c}^*\}.$$

D.2 Generalização Topologia TT12B1B

A topologia trifásica-trifásica com doze braços e um barramento CC, formada por dois conversores CA-CC-CA conectados em paralelo, pode ser generalizada utilizando N conversores CA-CC-CA conectados em paralelo, sendo composta por um total de Δ conversores ($\Delta = 2N$), $6(N + 1)$ indutores de filtro e um barramento CC, como mostrado na Figura D.1.

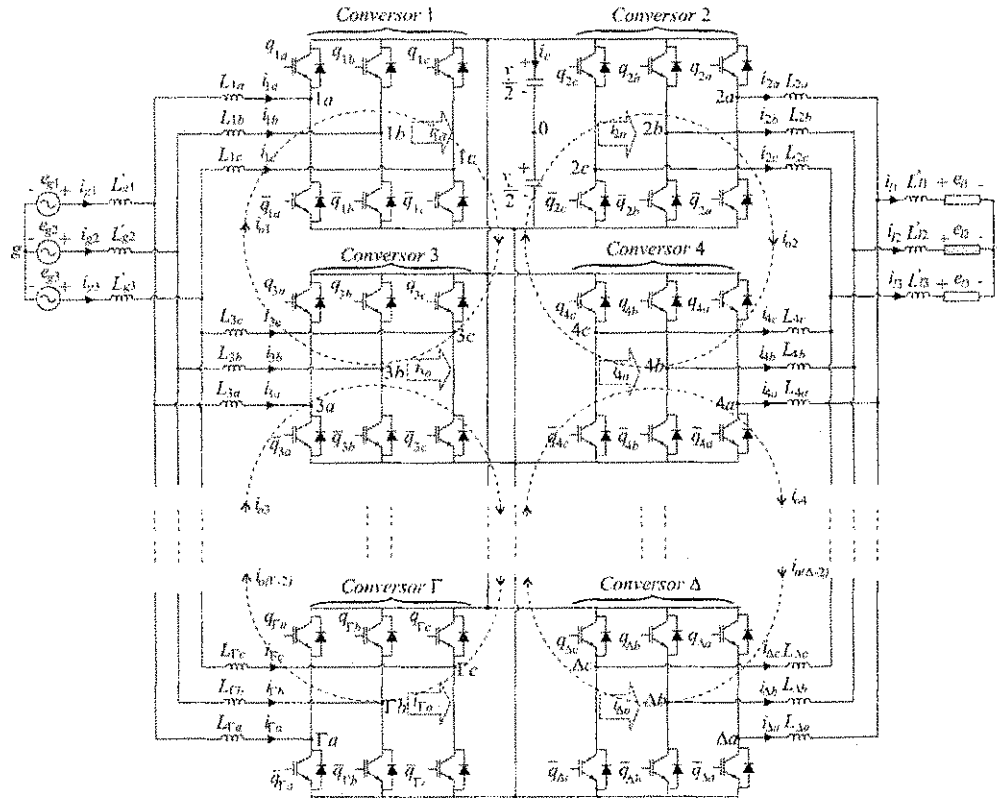


Figura D.2: Topologia TT12B1B generalizada, com N conversores CA-CC-CA em paralelo e um barramento CC.

D.2.1 Modelo Dinâmico

A generalização dessa topologia pode ser representada pelas equações (D.35)-(D.42), com

$$v_{g0} = \frac{1}{3N} \left(\sum_{\gamma=1,3,\dots}^{\Gamma} v_{\gamma a0} + \sum_{\gamma=1,3,\dots}^{\Gamma} v_{\gamma b0} + \sum_{\gamma=1,3,\dots}^{\Gamma} v_{\gamma c0} \right) \quad (D.67)$$

$$v_{l0} = \frac{1}{3N} \left(\sum_{\delta=2,4,\dots}^{\Delta} v_{\delta a0} + \sum_{\delta=1,3,\dots}^{\Delta} v_{\delta b0} + \sum_{\delta=1,3,\dots}^{\Delta} v_{\delta c0} \right). \quad (D.68)$$

Entretanto, vão existir $2N - 2$ malhas para a circulação das correntes entre os conversores, das quais encontram as seguintes relações para as tensões de circulação:

$$v_{o\alpha} = \sum_{j=a}^c z_{\gamma j} i_{\gamma j} - \sum_{j=a}^c z_{\bar{\gamma} j} i_{\bar{\gamma} j} \quad (D.69)$$

$$v_{o\beta} = \sum_{j=a}^c z_{\delta j} i_{\delta j} - \sum_{j=a}^c z_{\bar{\delta} j} i_{\bar{\delta} j} \quad (D.70)$$

com

$$v_{o\alpha} = - \sum_{j=a}^c v_{\gamma j 0} + \sum_{j=a}^c v_{\bar{\gamma} j 0} \quad (D.71)$$

$$v_{o\beta} = \sum_{j=a}^c v_{\delta j 0} - \sum_{j=a}^c v_{\bar{\delta} j 0} \quad (D.72)$$

onde $\alpha = (\gamma + 1)/2$ com $\alpha \leq \Gamma - 2$, $\beta = \alpha + 1$, $\bar{\gamma} = \gamma + 2$ e $\bar{\delta} = \delta + 2$.

As correntes de circulação de cada conversor são definidas pelas equações (D.17) e (D.18). Essas correntes podem ser escritas em função de $2N - 1$ correntes de circulação entre os conversores, ou seja

Lado da rede:

$$i_{\gamma o} = A i_{o\alpha} - B i_{o\bar{\alpha}} \quad (D.73)$$

$$\bar{\alpha} = \gamma - 2, A = \begin{cases} 0, & \text{se } \gamma = \Gamma \\ 1, & \text{se } \gamma < \Gamma \end{cases} \text{ e } B = \begin{cases} 0, & \text{se } \bar{\alpha} < 0 \\ 1, & \text{se } \bar{\alpha} > 0 \end{cases}$$

Lado da carga:

$$i_{\delta o} = C i_{o\beta} - D i_{o\bar{\beta}} \quad (D.74)$$

$$\text{com } \bar{\beta} = \delta - 2, C = \begin{cases} 0, & \text{se } \delta = \Delta \\ 1, & \text{se } \delta < \Delta \end{cases} \text{ e } D = \begin{cases} 0, & \text{se } \bar{\beta} < 0 \\ 1, & \text{se } \bar{\beta} > 0 \end{cases}$$

Assumindo que o sistema seja equilibrado ($z_{\gamma a} = z_{\gamma b} = z_{\gamma c} = z_1$ e $z_{\delta a} = z_{\delta b} = z_{\delta c} = z_2$), a partir das equações (D.17) e (D.18), (D.69) e (D.70), encontram-se as seguintes relações para as tensões de circulação:

$$v_{o\alpha} = \sqrt{3} z_1 (i_{\gamma o} - i_{\bar{\gamma} o}) \quad (D.75)$$

$$v_{o\beta} = \sqrt{3} z_2 (i_{\delta o} - i_{\bar{\delta} o}). \quad (D.76)$$

D.2.2 Estratégia PWM

Neste caso, as tensões fornecidas pelos controladores são determinadas por:

$$v_{\gamma d}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(v_{\gamma a 0}^* - \frac{v_{\gamma b 0}^*}{2} - \frac{v_{\gamma c 0}^*}{2} \right) \quad (D.77)$$

$$v_{\gamma q}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} v_{\gamma b 0}^* - \frac{\sqrt{3}}{2} v_{\gamma c 0}^* \right) \quad (D.78)$$

$$v_{\delta d}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(v_{\delta a 0}^* - \frac{v_{\delta b 0}^*}{2} - \frac{v_{\delta c 0}^*}{2} \right) \quad (D.79)$$

$$v_{\delta q}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} v_{\delta b 0}^* - \frac{\sqrt{3}}{2} v_{\delta c 0}^* \right) \quad (D.80)$$

$$v_{o\alpha}^* = - \sum_{j=a}^c v_{\gamma j 0}^* + \sum_{j=a}^c v_{\bar{\gamma} j 0}^* \quad (\text{D.81})$$

$$v_{o\beta} = \sum_{j=a}^c v_{\delta j 0}^* - \sum_{j=a}^c v_{\bar{\delta} j 0}^* \quad (\text{D.82})$$

onde $v_{\gamma d}^*$, $v_{\gamma q}^*$, $v_{\delta d}^*$ e $v_{\delta q}^*$ são definidas pelas equações (D.49), (D.50), (D.51) e (D.52), respectivamente.

Como as equações (D.85)-(D.90) não são suficientes para determinar as tensões de polo da configuração mostrada na Figura D.2, é necessário adicionar duas variáveis auxiliares definidas por:

$$v_x^* = \frac{1}{3} (v_{1a0}^* + v_{1b0}^* + v_{1c0}^*) \quad (\text{D.83})$$

$$v_y^* = \frac{1}{3} (v_{2a0}^* + v_{2b0}^* + v_{2c0}^*). \quad (\text{D.84})$$

A partir das equações (D.77)-(D.82), (D.83) e (D.84) encontram-se:

$$v_{\gamma a 0}^* = v_{\gamma a}^* + k_x \frac{1}{3} \sum_{\alpha=1,3,\dots}^{\gamma-2} v_{o\alpha} + v_x^* \quad (\text{D.85})$$

$$v_{\gamma b 0}^* = v_{\gamma b}^* + k_x \frac{1}{3} \sum_{\alpha=1,3,\dots}^{\gamma-2} v_{o\alpha} + v_x^* \quad (\text{D.86})$$

$$v_{\gamma c 0}^* = v_{\gamma c}^* + k_x \frac{1}{3} \sum_{\alpha=1,3,\dots}^{\gamma-2} v_{o\alpha} + v_x^* \quad (\text{D.87})$$

$$v_{\delta a 0}^* = v_{\delta a}^* - k_y \frac{1}{3} \sum_{\beta=2,4,\dots}^{\delta-2} v_{o\beta} + v_y^* \quad (\text{D.88})$$

$$v_{\delta b 0}^* = v_{\delta b}^* - k_y \frac{1}{3} \sum_{\beta=2,4,\dots}^{\delta-2} v_{o\beta} + v_y^* \quad (\text{D.89})$$

$$v_{\delta c 0}^* = v_{\delta c}^* - k_y \frac{1}{3} \sum_{\beta=2,4,\dots}^{\delta-2} v_{o\beta} + v_y^* \quad (\text{D.90})$$

onde $k_x = \begin{cases} 0, & \text{se } \gamma = 1 \\ 1, & \text{se } \gamma > 1 \end{cases}$ e $k_y = \begin{cases} 0, & \text{se } \delta = 2 \\ 1, & \text{se } \delta > 2 \end{cases}$, com $v_{\gamma a}^*$ a $v_{\delta c}^*$ determinadas pelas equações (D.61)-(D.66).

As tensões v_x^* e v_y^* podem ser escolhidas a partir das equações (B.59)- (B.62), com

$$V_{x1}^* = \left\{ v_{\gamma a}^* + k_x \frac{1}{3} \sum_{\alpha=1,3,\dots}^{\gamma-2} v_{o\alpha}, v_{\gamma b}^* + k_x \frac{1}{3} \sum_{\alpha=1,3,\dots}^{\gamma-2} v_{o\alpha}, v_{\gamma c}^* + k_x \frac{1}{3} \sum_{\alpha=1,3,\dots}^{\gamma-2} v_{o\alpha} \right\}$$

$$V_{y1}^* = \left\{ v_{\delta a}^* - k_y \frac{1}{3} \sum_{\beta=2,4,\dots}^{\delta-2} v_{o\beta}, v_{\delta b}^* - k_y \frac{1}{3} \sum_{\beta=2,4,\dots}^{\delta-2} v_{o\beta}, v_{\delta c}^* - k_y \frac{1}{3} \sum_{\beta=2,4,\dots}^{\delta-2} v_{o\beta} \right\}.$$

Apêndice E

Topologia TT12B1B-Acionando Máquina Hexafásica

A topologia TT12B1B, modificada para acionar uma máquina de indução hexafásica assimétrica, é mostrada na Figura E.1. A máquina de indução hexafásica é composta por dois conjuntos de bobinas trifásicas defasados de 30° , com neutros separados. Em virtude dos neutros, o modelo do conversor CA-CC-CA é simplificado, pois nesse caso, os indutores de filtro no lado da carga não são utilizados, como também não existe corrente de circulação entre os conversores 2 e 4 ($i_{o2} = 0$). O modelo da máquina de indução hexafásica pode ser encontrado em [98].

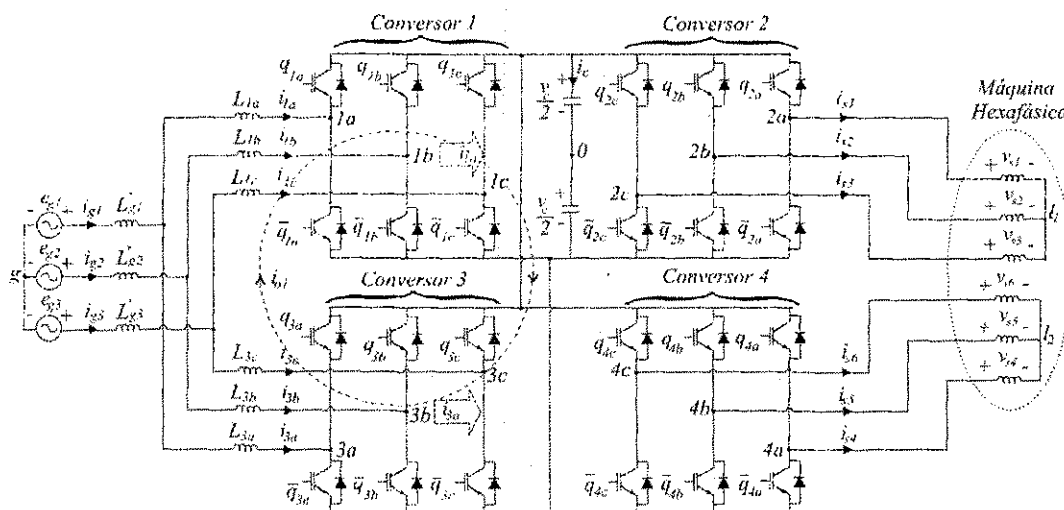


Figura E.1: Conversor TT12B1B acionando uma máquina e indução hexafásica.