

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

Conversores Estáticos *CA-CC-CA* Obtidos a Partir da
Conexão de Módulos Monofásicos

Antonio de Paula Dias Queiroz

Campina Grande-PB

2010

Conversores Estáticos CA-CC-CA Obtidos a Partir da Conexão de Módulos Monofásicos

Antonio de Paula Dias Queiroz

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

Área de Concentração: Processamento da Energia

Cursino Brandão Jacobina, Dr.Ing, UFCG
Orientador

Isaac Soares de Freitas, D.Sc., UFPB
Orientador

Campina Grande, Paraíba, Brasil
©Antonio de Paula Dias Queiroz, Setembro de 2010

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA BIBLIOTECA CENTRAL DA UFCG

Q384c

Queiroz, Antonio de Paula Dias.

Conversores estáticos CA-CC-CA obtidos a partir da conexão de módulos monofásicos / Antonio de Paula Dias Queiroz. — Campina Grande, 2010.

181 f.: il.

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

Orientadores: Prof. Dr. Ing. Cursino Brandão Jacobina, Prof. D. Sc Isaac Soares de Freitas.

Referências.

1. Conversores. 2. Múltiplas Portadoras. 3. Corrente de Circulação. 4. Distorção Harmônica. 5. Barramento CC - Regulação. I. Título.

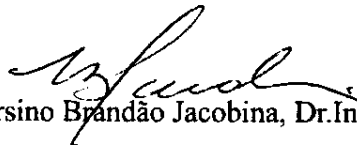
CDU 621.314(043



Conversores Estáticos CA-CC-CA Obtidos a Partir da Conexão de Módulos Monofásicos

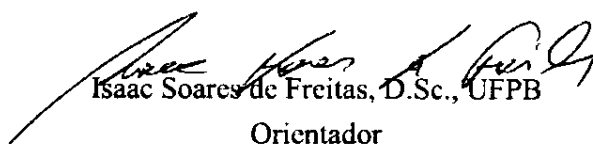
Antonio de Paula Dias Queiroz

Dissertação de Mestrado apresentada em Setembro de 2010



Cursino Brandão Jacobina, Dr. Ing., UFCG

Orientador



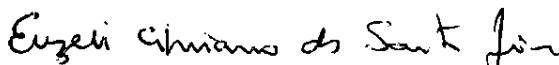
Isaac Soares de Freitas, D.Sc., UFPB

Orientador



Alexandre Cunha Oliveira, D.Sc., UFCG

Componente da Banca



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

Componente da Banca



Talvanes Meneses Oliveira, D.Sc., UFCG

Componente da Banca

Campina Grande, Paraíba, Brasil, Setembro de 2010

Dedicatória

Dedico este trabalho aos meus avós, *in memoriam*, Neuza e Francisco, pelos cuidados a mim oferecidos e pelos belíssimos valores que me foram ensinados. Aos meus pais, Paula e Silvio, pelos inúmeros momentos de carinho, dedicação e amor. À minha irmã, Whenny, minha grande companhia em todas as fases da vida.

Agradecimentos

A Deus, fonte de sabedoria, que desde o início da minha vida e dos meus estudos tem iluminado meus pensamentos e me conduzido por bons caminhos.

À minha família, que me educou e me incentivou a conquistar meus objetivos.

Ao professor Cursino Brandão Jacobina, pelos ensinamentos valiosos, fundamentais para a realização deste trabalho. Ao professor Isaac Soares de Freitas, pela disponibilidade e atuação no processo de formação deste texto.

Aos professores do LEIAM, Alexandre Cunha Oliveira, Edison Roberto Cabral da Silva, Euzeli Cipriano dos Santos Júnior, Maurício Beltrão de Rossiter Corrêa e Talvanes Meneses Oliveira, pela participação ativa no meu processo de aprendizado.

Aos amigos, Abinadabe, Álvaro, Bernard, Diego, Edgard, Euller, Fred, Laécio, Luciano, Montiê, Nady, Paulo de Tarso e Rafaele, pela companhia valorosa.

A Estêvão, Marcelo, Thiago e suas famílias, pela alegria, ajuda e companheirismo nos momentos da minha vida.

À minha namorada, Maria Clara, por estar ao meu lado sempre oferecendo todo seu carinho.

Ao CNPq e CAPES, pelo apoio financeiro.

Resumo

Os conversores estáticos são uma ferramenta de grande utilidade quando se busca melhoria na qualidade da energia dos sistemas de potência. Neste trabalho são apresentados tanto conversores já mencionados na literatura técnica, como conversores aqui propostos, sendo todos constituídos por módulos *CA-CC-CA* de quatro e/ou três braços sem utilização de transformadores de isolamento. Foram estudados basicamente dois tipos de conversores: cinco do tipo monofásico, obtidos a partir de conexão série de módulos de três e/ou quatro braços; e um do tipo trifásico, obtido a partir de módulos de três braços.

Para cada topologia apresentada são abordados os seguintes aspectos: (i) modelagem dinâmica; (ii) estratégia *PWM*; (iii) sistemas de controle do fator de potência da rede, das tensões dos barramentos *CC*, da tensão fornecida à carga e, quando existirem, das correntes de circulação de baixa frequência; (iv) análise do desempenho dos conversores série e trifásico segundo critérios de distorção harmônica, perdas nos capacitores dos barramentos *CC*, e perdas por condução e chaveamento nas chaves semicondutoras.

A conexão série é vantajosa por possibilitar a redução das tensões dos barramentos *CC* e os harmônicos gerados pelo conversor, diminuindo os valores nominais de tensão e potência das chaves semicondutoras. Dessa maneira, todos os conversores monofásicos propostos foram obtidos a partir da conexão série.

Os conversores apresentados são indicados para aplicações que operam com mesma frequência na entrada e saída (e.g., *uninterruptible power supply (UPS)*, fontes de tensão reguladas, compensadores de harmônicos, etc). A fim de validar os resultados, são mostradas curvas de simulação e experimentais.

Palavras chaves: conversores em série, múltiplas portadoras *PWM*, perdas em semicondutores, corrente de circulação, distorção harmônica, controle do fator de potência da rede, regulação da tensão de carga e regulação da tensão do barramento *CC*.

Abstract

Static converters are a valuable tool when seeking to improve the power quality of power systems. This work presents conventional and proposed converters, all composed by AC-DC-AC modules with four and/or three legs without isolation transformer. We studied two types of converters: five single-phase converters, derived from series connection of AC-DC-AC modules with three and/or four legs, and one three-phase converter obtained from AC-DC-AC modules with three legs.

The following aspects are discussed for each topology: (i) dynamic modelling; (ii) PWM strategy; (iii) control of several variables of the system, i.e., input grid current (waveform and power factor), DC-link voltage, load voltage and low frequency of the circulating current (when it exist); (iv) characterization of the converters based on harmonic distortion of voltages and currents, losses of the DC-link capacitors, and conduction and switching losses of the semiconductor switches.

The series connection is advantageous because it allows the reduction of the DC-link voltage, the harmonics generated by the converters, witch reduce the rating of the semiconductor switches. All proposed single-phase converters were derived from serial connection.

The converters are suitable for applications that operate with the same frequency in the input and output (e.g., uninterruptible power supply (UPS), voltage regulated sources, harmonic compensators, etc). In order to validate the results, curves of simulation and experimental are presented.

Keywords: series converters, multiple carriers PWM, losses in semiconductor, circulating current, harmonic distortion, power factor control, voltage regulation and voltage DC-link regulation.

Sumário

1	Introdução Geral	1
1.1	Apresentação do Tema	1
1.2	Contribuições do Trabalho	4
1.3	Revisão Bibliográfica	9
1.4	Organização do Trabalho	11
2	Conversores CA-CC-CA Convencionais	13
2.1	Introdução	13
2.2	Conversor Monofásico com Quatro Braços e Um Barramento CC (M4)	13
2.2.1	Modelo do Sistema	13
2.2.2	Estratégia PWM	15
2.2.3	Estratégia de Controle	16
2.3	Conversor Monofásico com Três Braços e Um Barramento CC (M3)	18
2.3.1	Modelo do Sistema	18
2.3.2	Estratégia PWM	19
2.3.3	Estratégia de Controle	20
2.4	Conversor Trifásico com Seis Braços e Um Barramento CC (T6)	21
2.4.1	Modelo do Sistema	21
2.4.2	Estratégia PWM	22
2.4.3	Estratégia de Controle	23
2.5	Conclusão	25
3	Conversores CA-CC-CA Monofásicos com Dois Barramentos CC	26
3.1	Introdução	26
3.2	Conversor Monofásico com Seis Braços e Dois Barramentos CC (M33)	26
3.2.1	Modelo do Sistema	27
3.2.2	Estratégia PWM	28
3.2.3	Estratégia de Controle	30
3.3	Conversor Monofásico com Sete Braços e Dois Barramentos CC (M34)	32
3.3.1	Modelo do Sistema	32
3.3.2	Estratégia PWM	35

3.3.3	Estratégia de Controle	37
3.4	Conversor Monofásico com Oito Braços e Dois Barramentos <i>CC</i> (M44)	39
3.4.1	Modelo do Sistema	39
3.4.2	Estratégia <i>PWM</i>	42
3.4.3	Estratégia de Controle	44
3.5	Conclusão	46
4	Conversores <i>CA-CC-CA</i> Monofásicos com Três Barramentos <i>CC</i>	47
4.1	Introdução	47
4.2	Conversor Monofásico com Dez Braços e Três Barramentos <i>CC</i> (M334)	47
4.2.1	Modelo do Sistema	47
4.2.2	Estratégia <i>PWM</i>	51
4.2.3	Estratégia de Controle	54
4.3	Conversor Monofásico com Onze Braços e Três Barramentos <i>CC</i> (M344)	56
4.3.1	Modelo do Sistema	57
4.3.2	Estratégia <i>PWM</i>	61
4.3.3	Estratégia de Controle	64
4.4	Outros Conversores <i>CA-CC-CA</i> Monofásicos com Três Barramentos <i>CC</i>	66
4.5	Conclusão	68
5	Conversores <i>CA-CC-CA</i> Monofásicos - Análise da <i>WTHD</i>	69
5.1	Introdução	69
5.2	Conversor Monofásico com Seis Braços e Dois Barramentos <i>CC</i> (M33)	70
5.3	Conversor Monofásico com Sete Braços e Dois Barramentos <i>CC</i> (M34)	76
5.4	Conversor Monofásico com Oito Braços e Dois Barramentos <i>CC</i> (M44)	81
5.5	Conversor Monofásico com Dez Braços e Três Barramentos <i>CC</i> (M334)	86
5.6	Conversor Monofásico com Onze Braços e Três Barramentos <i>CC</i> (M344)	93
5.7	Conclusão	100
6	Conversores <i>CA-CC-CA</i> Monofásicos - Análise de Perdas	102
6.1	Introdução	102
6.2	Perdas nos Capacitores dos Barramentos <i>CC</i>	102
6.2.1	Introdução	102
6.2.2	Conversor Monofásico com Seis Braços e Dois Barramentos <i>CC</i> (M33)	105
6.2.3	Conversor Monofásico com Sete Braços e Dois Barramentos <i>CC</i> (M34)	110
6.2.4	Conversor Monofásico com Oito Braços e Dois Barramentos <i>CC</i> (M44)	114
6.2.5	Conversor Monofásico com Dez Braços e Três Barramentos <i>CC</i> (M334)	117
6.2.6	Conversor Monofásico com Onze Braços e Três Barramentos <i>CC</i> (M344)	122
6.3	Perdas nos Semicondutores	126
6.3.1	Introdução	126

6.3.2	Análise das Perdas nos Semicondutores	127
6.3.3	Conclusão	129
7	Conversores CA-CC-CA Monofásicos - Resultados de Simulações e Experimentais	131
7.1	Introdução	131
7.2	Resultados de Simulação	131
7.2.1	Conversor Monofásico com Seis Braços e Dois Barramentos <i>CC</i> (M33) . .	132
7.2.2	Conversor Monofásico com Sete Braços e Dois Barramentos <i>CC</i> (M34) . .	134
7.2.3	Conversor Monofásico com Oito Braços e Dois Barramentos <i>CC</i> (M44) . .	136
7.2.4	Conversor Monofásico com Dez Braços e Três Barramentos <i>CC</i> (M334) . .	137
7.2.5	Conversor Monofásico com Onze Braços e Três Barramentos <i>CC</i> (M344) . .	139
7.3	Resultados Experimentais	142
7.3.1	Conversor Monofásico com Seis Braços e Dois Barramentos <i>CC</i> (M33) . .	142
7.3.2	Conversor Monofásico com Oito Braços e Dois Barramentos <i>CC</i> (M44) . .	147
7.4	Conclusão	149
8	Conversor CA-CC-CA Trifásico	150
8.1	Introdução	150
8.2	Conversor Trifásico com Nove Braços e Três Barramentos <i>CC</i> (T333)	150
8.2.1	Modelo do Sistema	150
8.2.2	Estratégia <i>PWM</i>	152
8.2.3	Estratégia de Controle	153
8.2.4	Análise da <i>WTHD</i>	155
8.2.5	Perdas nos Capacitores dos Barramentos <i>CC</i>	159
8.2.6	Perdas nos Semicondutores	161
8.2.7	Resultados de Simulação	162
8.3	Conclusão	163
9	Conclusões Gerais e Trabalhos Futuros	164
9.1	Conclusões Gerais	164
9.1.1	Desempenho das Topologias Apresentadas	165
9.2	Trabalhos Futuros	168
A	Tabelas	170
B	Generalização do Conversor Monofásico	175
B.1	Introdução	175
B.2	Modelo do Sistema	175
	Referências	177

Lista de Abreviaturas

1P Uma Portadora *PWM*;

2P Duas Portadoras *PWM*;

3P Três Portadoras *PWM*;

4P Quatro Portadoras *PWM*;

6P Seis Portadoras *PWM*;

C Conversor Convencional;

CA Corrente Alternada;

CA-CC Corrente Alternada - Corrente Contínua;

CA-CC-CA Corrente Alternada - Corrente Contínua - Corrente Alternada;

CC Corrente Contínua;

CC-CA Corrente Contínua - Corrente Alternada;

CC-CC Corrente Contínua - Corrente Contínua;

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

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

M3 Conversor Monofásico Convencional de Três Braços;

M33 Conversor Monofásico Série de Seis Braços;

M34 Conversor Monofásico Série de Sete Braços;

M4 Conversor Monofásico Convencional de Quatro Braços;

M44 Conversor Monofásico Série de Oito Braços;

M334 Conversor Monofásico Série de Dez Braços;

- M344** Conversor Monofásico Série de Onze Braços;
- NPC** *Neutral Point Clamped* (Diodo Grampeado);
- PI** Proporcional e Integral;
- PLL** *Phase-Locked Loop* (Malha de Captura de Fase);
- PWM** *Pulse Width Modulation* (Modulação por Largura de Pulso);
- pu** por unidade;
- RMS** *Root Mean Square* (Raíz Média Quadrática);
- S** Conversor Série;
- SI** Sistema Internacional;
- SCR** *Silicon Controlled Rectifier* (Retificador Controlado de Silício);
- SVPWM** *Space Vector Pulse Width Modulation* (Modulação por Largura de Pulso Vetorial)
- T333** Conversor Trifásico de Nove Braços;
- T6** Conversor Trifásico Convencional de Seis Braços;
- THD** *Total Harmonic Distortion* (Distorção Harmônica Total);
- UPS** *Uninterruptible Power Supply* (Fonte de Tensão Ininterrupta);
- VTCD** Variação de Tensão de Curta Duração;
- VTLD** Variação de Tensão de Longa Duração;
- WTHD** *Weighted Total Harmonic Distortion* (Distorção Harmônica Total Ponderada);

Lista de Símbolos

N Inteiro referente ao número de conversores conectados em série.

dv/dt Derivada da tensão em relação ao tempo.

v_c Tensão do barramento CC das topologias com um barramento CC .

n Número de níveis do conversor série.

$L_g, L_{g1}, L_{g2}, L_{g3}$ Indutores do filtro de entrada monofásica e trifásica.

$L_f, L_{f1}, L_{f2}, L_{f3}$ Indutores do filtro da carga monofásica e trifásica.

$C_f, C_{f1}, C_{f2}, C_{f3}$ Capacitores do filtro da carga monofásica e trifásica.

q_s Chaves de potência do conversor convencional M4, com $s = a, b, c, d$. Chaves de potência do conversor convencional M3, com $s = a, b, c$.

\bar{q}_s Chaves de potência do conversor convencional M4, com $s = a, b, c, d$. Chaves de potência do conversor convencional M3, com $s = a, b, c$.

i_{cc} Corrente do capacitor do barramento CC das topologias com um barramento CC .

e_g, e_{gk} Tensões da rede elétrica monofásica e trifásica com $k = 1, 2, 3$.

i_g, i_{gk} Correntes da rede monofásica e trifásica com $k = 1, 2, 3$.

e_l, e_{lk} Tensões da carga monofásica e trifásica com $k = 1, 2, 3$.

i_l, i_{lk} Correntes da carga monofásica e trifásica com $k = 1, 2, 3$.

r_g, r_{gk} Resistências da entrada dos conversores monofásicos e trifásicos, com $k = 1, 2, 3$.

p Operador correspondente à derivada temporal, d/dt .

l_g, l_{gk} Indutâncias da entrada dos conversores monofásicos e trifásicos, com $k = 1, 2, 3$.

v_g Tensão total de entrada dos conversores monofásicos.

v_{gk} Tensão gerada na entrada do conversor monofásico k , com $k = 1, 2, 3$.

r_f, r_{fk} Resistências do filtro da carga monofásica e trifásica com $k = 1, 2, 3$.

l_f, l_{fk} Indutâncias do filtro da carga monofásica e trifásica com $k = 1, 2, 3$.

i_f, i_{fk} Correntes do filtro da carga monofásica e trifásica com $k = 1, 2, 3$.

v_l Tensão total de saída dos conversores monofásicos.

v_{lk} Tensão gerada na saída do conversor monofásico k , com $k = 1, 2, 3$.

i'_f, i'_{fk} Corrente do capacitor do filtro da carga monofásica e trifásica com $k = 1, 2, 3$.

C_f, C_{f1} Capacitores do filtro da carga monofásica e trifásica com $k = 1, 2, 3$.

v_{cf}, pv_{cfk} Derivada da tensão do capacitor do filtro da carga monofásica e trifásica com $k = 1, 2, 3$.

v_{cf}, v_{cfk} Tensão do capacitor do filtro da carga monofásica e trifásica com $k = 1, 2, 3$.

v_{ab} Tensão da entrada do conversor convencional M4.

v_{cd} Tensão de saída do conversor convencional M4.

v_{s0} Tensões de polo do conversor convencional M4, com $s = a, b, c, d$. Tensões de polo do conversor convencional M3, com $s = a, b, c$.

v_g^* Tensão total de referência para a entrada dos conversores monofásicos.

v_{ab}^* Tensão de referência para a entrada do conversor M4.

v_{s0}^* Tensões de polo de referência do conversor convencional M4, com $s = a, b, c, d$. Tensões de polo de referência do conversor convencional M3, com $s = a, b, c$.

v_l^* Tensão total de referência para a saída dos conversores monofásicos.

v_{cd}^* Tensão de referência para a saída do conversor M4.

v_s^* Variáveis auxiliares de referência, com $s = x, y, z$.

v_c^* Tensão de referência do barramento CC das topologias com um barramento CC .

$v_{k \max}^*$ Valor máximo do vetor k de tensões, com $k = 1, 2, 3$.

$v_{k \min}^*$ Valor mínimo do vetor k de tensões, com $k = 1, 2, 3$.

ϑ_k Vetor k de tensões, com $k = 1, 2, 3$.

μ_s Fator de distribuição de roda livre, com $s = x, y, z$.

μ Fator de distribuição de roda livre.

$v_{s \max}^*$ Valor máximo de referência que a variável auxiliar pode assumir, com $s = x, y, z$.

$v_{s \min}^*$ Valor mínimo de referência que a variável auxiliar pode assumir, com $s = x, y, z$.

$R_c, R_{c1} e R_{c2}$ Controladores PI das tensões dos barramentos CC.

I_g^* Amplitude da corrente de referência da rede monofásica e trifásica.

i_g^* Corrente de referência da rede monofásica.

$GEN-i_g, GEN-i_{gk}$ Gerador da corrente instantânea i_g da rede monofásica e da corrente i_{gk} da rede trifásica com $k = 1, 2, 3$;

R_g, R_{g1}, R_{g2} Controladores de dupla sequência das correntes da rede monofásica e trifásica.

w_e Frequência de corte do controlador PI de dupla sequência.

px_m Derivadas temporais das variáveis de estado do controlador de dupla sequência, com $m = a, b$.

x_m Variáveis de estado do controlador de dupla sequência, com $m = a, b$.

k_i Ganho integral.

ε_j Erro do sinal inserido no controlador de dupla sequência.

v_m^* Tensão de referência de saída do controlador de dupla sequência.

ϵ Erro de corrente ou erro de tensão do controlador PI de dupla sequência

k_p Ganho proporcional.

R_l, R_{l1}, R_{l2} Controladores de dupla sequência das tensões da carga monofásica e trifásica.

e_l^*, e_{lk}^* Tensão de referência da tensão da carga monofásica e trifásica com $k = 1, 2, 3$.

i_s Corrente no braço compartilhado.

v_{ac} Tensão da entrada do conversor convencional M3.

v_{bc} Tensão de saída do conversor convencional M3.

v_{ac}^* Tensão de referência para a entrada do conversor M3.

v_{bc}^* Tensão de referência para a saída do conversor M3.

$GEN-e_l, GEN-e_{lk}$ Gerador da tensão instantânea e_l da carga monofásica e da carga trifásica com $k = 1, 2, 3$;

δ_l Fase instantânea da tensão da carga monofásica, e_l .

- q_{ka}, q_{kb} Chaves de potência do conversor convencional T6, com $k = 1, 2, 3$.
- $\bar{q}_{ka}, \bar{q}_{kb}$ Chaves de potência do conversor convencional T6, com $s = 1, 2, 3$.
- v_{ka0}^*, v_{kb0}^* Tensões de polo do conversor convencional T6, com $k = 1, 2, 3$.
- v_{g0} Tensão entre os neutros da rede trifásica e do ponto central do barramento CC .
- v_{l0} Tensão entre os neutros da carga trifásica e do ponto central do barramento CC .
- v_{nl} Tensão entre os neutros dos capacitores de filtro e da carga.
- v_{ka} Tensão de entrada dos conversores trifásicos, com $k = 1, 2, 3$.
- v_{kb} Tensão de saída dos conversores trifásicos, com $k = 1, 2, 3$.
- v_{ka0}^*, v_{kb0}^* Tensões de polo de referência do conversor convencional T6, com $k = 1, 2, 3$.
- v_{ka}^* Tensão e referência para a entrada dos conversores trifásicos, com $k = 1, 2, 3$.
- v_{kb}^* Tensão de referência para a saída dos conversores trifásicos, com $k = 1, 2, 3$.
- q_{ks} Chaves de potência do conversor M33, com $s = a, b, c$ e $k = 1, 2$. Chaves de potência do conversor M34, com $s = a, b, c$ se $k = 1$ e $s = a, b, c, d$ se $k = 2$. Chaves de potência do conversor M44, com $s = a, b, c, d$ e $k = 1, 2$. Chaves de potência do conversor M334, com $s = a, b, c$ se $k = 1, 2$ e $s = a, b, c, d$ se $k = 3$. Chaves de potência do conversor M344, com $s = a, b, c$ se $k = 1$ e $s = a, b, c, d$ se $k = 2, 3$.
- \bar{q}_{ks} Chaves de potência do conversor M33, com $s = a, b, c$ e $k = 1, 2$. Chaves de potência do conversor M34, com $s = a, b, c$ se $k = 1$ e $s = a, b, c, d$ se $k = 2$. Chaves de potência do conversor M44, com $s = a, b, c, d$ e $k = 1, 2$. Chaves de potência do conversor M334, com $s = a, b, c$ se $k = 1, 2$ e $s = a, b, c, d$ se $k = 3$. Chaves de potência do conversor M344, com $s = a, b, c$ se $k = 1$ e $s = a, b, c, d$ se $k = 2, 3$.
- v_{gk} Tensões de entrada do conversor k , com $k = 1, 2, 3$.
- v_{lk} Tensões de saída do conversor k , com $k = 1, 2, 3$.
- v_{kac} Tensão da entrada dos conversores com três braços, com $k = 1, 2, 3$.
- v_{kbc} Tensão de saída dos conversores com três braços, com $k = 1, 2, 3$.
- v_{kac}^* Tensão de referência para a entrada dos conversores com três braços, com $k = 1, 2, 3$.
- v_{kbc}^* Tensão de referência para a saída dos conversores com três braços, com $k = 1, 2, 3$.
- v_{kab} Tensão da entrada dos conversores com quatro braços, com $k = 1, 2, 3$.

- v_{kcd} Tensão de saída dos conversores com quatro braços, com $k = 1, 2, 3$.
- v_{kab}^* Tensão de referência para a entrada dos conversores com quatro braços, com $k = 1, 2, 3$.
- v_{kcd}^* Tensão de referência para a saída dos conversores com quatro braços, com $k = 1, 2, 3$.
- v_{kmn} Tensões entre os braços dos conversores, com $k = 1, 2, 3, 4$; $m \neq n$ e m ou $n = a, b, c, d$.
- v_{ks0k} Tensões de polo dos conversores série, com $s = a, b, c, d$ e $k = 1, 2, 3$.
- v_{ks0k} Tensões de polo de referência dos conversores série, com $s = a, b, c, d$ e $k = 1, 2, 3$.
- v_{ck} Tensão do barramento CC k da topologia com k conversores, com $k = 2, 3$.
- v_{ck}^* Tensão de referência do barramento CC k da topologia com k conversores, com $k = 2, 3$.
- θ_t Diferença entre os ângulos das portadoras PWM .
- θ_{tk} Ângulo da portadora PWM k , com $k = 1, 2, 3, 4, 5, 6$.
- v_{tk} Portadora PWM k , com $k = 1, 2, 3, 4, 5, 6$.
- R_{ct} Controlador PI da tensão total do barramento CC .
- k_1, k_2 Ganhos de regulação dos barramentos CC dos conversores 1 e 2, respectivamente.
- L_{g12} Indutor da entrada das topologias monofásicas M34, M44 e M344 conectado entre os conversores 1 e 2.
- r_{g12} Resistência do indutor L_{g12} .
- l_{g12} Indutância do indutor L_{g12} .
- i_{g12} Corrente que circula no indutor L_{g12} .
- i_{l12} Corrente que circula do conversor 1 para o conversor 2 do lado da saída.
- v_{ok} Tensões do controle da corrente de circulação i_{ok} .
- $i_o, i_{1o}, i_{2o}, i_{3o}, i_{4o}, i_{5o}, i_{6o}$ Correntes de circulação.
- i_o^* Referência da corrente de circulação i_o .
- v_{ok}^* Tensões de referência do controle da corrente de circulação i_{ok} .
- L_{g23} Indutor da entrada das topologias monofásicas M334 e M344 conectado entre os conversores 2 e 3.
- r_{g23} Resistência do indutor L_{g23} .

l_{g23} Indutância do indutor L_{g23} .

i_{g23} Corrente que circula no indutor L_{g23} .

i_{l23} Corrente que circula do conversor 2 para o conversor 3 do lado da saída.

$P_{c,loss}$ Perdas de potência no barramento CC .

$I_c(h)$ Amplitude da componente harmônica de ordem h da corrente do capacitor.

h Ordem do harmônico.

N_h Número de harmônicos considerados para os cálculos.

$P_{c,loss}^{lf}$ Perdas de potência de baixa frequência no barramento CC .

$P_{c,loss}^{hf}$ Perdas de potência de alta frequência no barramento CC .

$ESR_{(100Hz)}$ Resistência em Série Equivalente na frequência de $100Hz$;

$I_{c,rms}$ Corrente RMS do capacitor do barramento CC .

$I_{c,rms}^{lf}$ Corrente RMS de baixa frequência do capacitor do barramento CC .

$I_{c,rms}^{hf}$ Corrente RMS de alta frequência do capacitor do barramento CC .

α_1 Amplitude da tensão fundamental.

α_h Amplitude da tensão de ordem h .

T_j Temperatura de junção do $IGBT$.

i_{cl} Corrente instantânea no coletor.

P_{cd} Perdas por condução.

P_{ch} Perdas por chaveamento.

E_g Amplitude da tensão da rede monofásica ou trifásica.

E_l Amplitude da tensão da carga monofásica ou trifásica.

I_l Amplitude da corrente da carga monofásica ou trifásica.

z_f Impedância indutiva do filtro de saída.

z_g Impedância indutiva da entrada.

$\cos(\phi)$ Fator de potência.

f_{ch} Frequência de chaveamento.

S_l Potência da carga monofásica ou trifásica.

z_{cf} Impedância capacitiva do filtro de saída.

C, C_1, C_2, C_3 Capacitâncias.

z_{g12} Impedância indutiva entre os conversores 1 e 2.

z_{g23} Impedância indutiva entre os conversores 2 e 3.

Lista de Tabelas

6.1	Valores normalizados das correntes <i>RMS</i> dos capacitores dos barramentos <i>CC</i> das topologias M3, e M33 com uma, duas e quatro portadoras <i>PWM</i>	109
6.2	Valores normalizados das perdas de potência de alta frequência dos capacitores dos barramentos <i>CC</i> das topologias M3, e M33 com uma, duas e quatro portadoras <i>PWM</i>	110
6.3	Valores normalizados das correntes <i>RMS</i> dos capacitores dos barramentos <i>CC</i> das topologias M4, M3, e M34 com uma, duas e quatro portadoras <i>PWM</i>	113
6.4	Valores normalizados das perdas de potência de alta frequência dos capacitores dos barramentos <i>CC</i> das topologias M4, M3, e M34 com uma, duas e quatro portadoras <i>PWM</i>	114
6.5	Valores normalizados das correntes <i>RMS</i> dos capacitores dos barramentos <i>CC</i> das topologias M4 e M44 com uma, duas e quatro portadoras <i>PWM</i>	116
6.6	Valores normalizados das perdas de potência de alta frequência dos capacitores dos barramentos <i>CC</i> das topologias M4 e M44 com uma, duas e quatro portadoras <i>PWM</i>	117
6.7	Valores normalizados das correntes <i>RMS</i> dos capacitores dos barramentos <i>CC</i> das topologias M3 e M334 com uma, duas, três e seis portadoras <i>PWM</i>	119
6.8	Valores normalizados das perdas de potência de alta frequência dos capacitores dos barramentos <i>CC</i> das topologias M3, e M334 com uma, duas, três e seis portadoras <i>PWM</i>	121
6.9	Valores normalizados das correntes <i>RMS</i> dos capacitores dos barramentos <i>CC</i> das topologias M3 e M344 com uma, duas, três e seis portadoras <i>PWM</i>	125
6.10	Valores normalizados das perdas de potência de alta frequência dos capacitores dos barramentos <i>CC</i> das topologias M3, e M344 com uma, duas, três e seis portadoras <i>PWM</i>	126
6.11	Perdas por condução, chaveamento e totais da topologia convencional M3 para $\mu = 0$ e $\mu = 0,5$ com carga de $2kVA$	127
6.12	Perdas de condução, chaveamento e totais da topologia convencional M4 para $\mu = 0$ e $\mu = 0,5$ com carga de $2kVA$	127
6.13	Perdas de condução, chaveamento e totais da topologia série M33 para $\mu = 0$ e $\mu = 0,5$ com carga de $2kVA$	127

6.14	Perdas de condução, chaveamento e totais da topologia série M34 para $\mu = 0$ e $\mu = 0,5$ com carga de $2kVA$	128
6.15	Perdas de condução, chaveamento e totais da topologia série M44 para $\mu = 0$ e $\mu = 0,5$ com carga de $2kVA$	128
6.16	Perdas de condução, chaveamento e totais da topologia série M334 para $\mu = 0$ e $\mu = 0,5$ com carga de $2kVA$	128
6.17	Perdas de condução, chaveamento e totais da topologia série M344 para $\mu = 0$ e $\mu = 0,5$ com carga de $2kVA$	129
6.18	Perdas totais por braço das topologias série e convencionais para $\mu = 0$ e $\mu = 0,5$ com carga de $2kVA$	129
7.1	Valores da carga anterior e posterior ao transitório.	131
8.1	Valores das correntes <i>RMS</i> das topologias convencional T6 e T333	161
8.2	Valores normalizados das perdas de potência de alta frequência dos capacitores do barramento <i>CC</i> das topologias T6 e T333.	161
8.3	Perdas de condução e chaveamento da topologia T333 para cargas de $4kVA$, $6kVA$ e $8kVA$	161
8.4	Perdas de condução e chaveamento da topologia convencional T6 para cargas de $4kVA$, $6kVA$ e $8kVA$	161
9.1	<i>WTHDs</i> da tensão de entrada das topologias série com módulos de três braços com relação à tensão de entrada da topologia convencional de três braços, M3.	166
9.2	<i>WTHDs</i> da tensão de entrada das topologias série com módulos de quatro braços com relação à tensão de entrada topologia convencional de quatro braços, M4.	166
9.3	<i>WTHDs</i> das tensões de saída das topologias série com módulos de três braços com relação a topologia convencional de três braços, M3.	166
9.4	<i>WTHDs</i> das tensões de saída das topologias série com módulos de quatro braços com relação a topologia convencional de quatro braços, M4.	167
9.5	Valores normalizados das perdas de potência de alta frequência dos capacitores dos barramentos <i>CC</i> das topologias convencionais e monofásicas série.	167
9.6	Valores normalizados das perdas de potência de alta frequência dos capacitores dos barramentos <i>CC</i> das topologias convencionais e monofásicas série.	167
9.7	Valores normalizados das perdas por condução das topologias convencionais e monofásicas série.	168
9.8	Valores normalizados das perdas por chaveamento das topologias convencionais e monofásicas série.	168
A.1	Parâmetros em <i>pu</i> utilizados em simulação das topologias M3 e M4.	170
A.2	Parâmetros utilizados em simulação no PSIM das topologias M3 e M4.	170
A.3	Parâmetros em <i>pu</i> utilizados em simulação da topologia M33.	171

A.4	Parâmetros utilizados em simulação no PSIM da topologia M33	171
A.5	Parâmetros em <i>pu</i> utilizados em simulação das topologias M34 e M44.	171
A.6	Parâmetros utilizados em simulação no PSIM das topologias M34 e M44	172
A.7	Parâmetros em <i>pu</i> utilizados em simulação da topologia M334.	172
A.8	Parâmetros utilizados em simulação no PSIM da topologia M334	172
A.9	Parâmetros em <i>pu</i> utilizados em simulação da topologia M344.	173
A.10	Parâmetros utilizados em simulação no PSIM da topologia M344	173
A.11	Parâmetros em <i>pu</i> utilizados em simulação da topologia T6	173
A.12	Parâmetros utilizados em simulação no PSIM da topologia T6	174
A.13	Parâmetros em <i>pu</i> utilizados em simulação da topologia T333	174
A.14	Parâmetros utilizados em simulação no PSIM da topologia T333	174

Lista de Figuras

1.1	(a) Diagrama esquemático do conversor monofásico com quatro braços e um barramento CC - M4 (b) Diagrama esquemático do conversor monofásico com três braços e um barramento CC - M3.	4
1.2	Diagramas esquemáticos das topologias monofásicas com dois conversores conectados em série. (a) M33. (b) M34. (c) M44.	6
1.3	Diagramas esquemáticos das topologias monofásicas com três conversores conectados em série. (a) M334. (b) M344.	7
1.4	Diagramas esquemáticos das topologias trifásicas. (a) T6. (b) T333.	8
2.1	Diagrama esquemático do conversor convencional monofásico com quatro braços e um barramento CC	14
2.2	(a) Representação da entrada dos sistemas M4 e M3. (b) Representação da saída dos sistemas M4 e M3.	14
2.3	Diagrama de controle da topologia M4.	17
2.4	Diagrama esquemático do conversor convencional monofásico com três braços e um barramento CC	18
2.5	Diagrama de controle da topologia M3.	20
2.6	Diagrama esquemático do conversor convencional trifásico com seis braços e um barramento CC	22
2.7	Diagrama de controle da topologia T6	24
3.1	Diagrama esquemático do conversor monofásico com seis braços e dois barramentos CC	27
3.2	(a) Representação da entrada do sistema M33. (b) Representação da saída do sistema M33.	27
3.3	Utilização das portadoras PWM no conversor M33.	30
3.4	Diagrama de controle da topologia M33.	31
3.5	Diagrama esquemático do conversor monofásico com sete braços e dois barramentos CC	33
3.6	(a) Representação da entrada dos sistemas M34 e M44. (b) Representação da saída dos sistemas M34 e M44.	33
3.7	Utilização das portadoras PWM no conversor M34.	37

3.8	Diagrama de controle da topologia M34.	38
3.9	Diagrama esquemático do conversor monofásico com oito braços e dois barramentos <i>CC</i>	40
3.10	Utilização das portadoras <i>PWM</i> no conversor M44.	44
3.11	Diagrama de controle da topologia M44.	45
4.1	Diagrama esquemático do conversor monofásico com dez braços e três barramentos <i>CC</i>	48
4.2	(a) Representação da entrada do sistema M334. (b) Representação da saída do sistema M334.	49
4.3	Utilização de duas portadoras <i>PWM</i> no conversor M334.	53
4.4	Utilização de três e seis portadoras <i>PWM</i> no conversor M334.	54
4.5	Diagrama de controle da topologia M334.	55
4.6	Diagrama esquemático do conversor monofásico com onze braços e três barramentos <i>CC</i>	57
4.7	(a) Representação da entrada do sistema M344. (b) Representação da saída do sistema M344.	58
4.8	Utilização de duas portadoras <i>PWM</i> no conversor M344.	63
4.9	Utilização de três e seis portadoras <i>PWM</i> no conversor M344.	64
4.10	Diagrama de controle da topologia M344.	65
4.11	Esquema de conversores com três módulos monofásicos (a) M333. (b) M343.	67
5.1	Curvas da <i>WTHD</i> das topologias M33 e convencional M3. (a) Tensão de entrada, v_g . (b) Tensão de saída, v_l	70
5.2	Tensão v_g . (a) Topologia convencional M3 com $\mu = 0$. (b) Topologia convencional M3 com $\mu = 0, 5$. (c) Topologia convencional M3 com $\mu = 1$. (d) Topologia série M33 usando uma portadora <i>PWM</i> com $\mu = 0$. (e) Topologia série M33 usando uma portadora <i>PWM</i> com $\mu = 0, 5$. (f) Topologia série M33 usando uma portadora <i>PWM</i> com $\mu = 1$	72
5.3	Tensão v_g . (a) Topologia M33 usando duas portadoras <i>PWM</i> com $\mu = 0$. (b) Topologia M33 usando duas portadoras <i>PWM</i> com $\mu = 0, 5$. (c) Topologia M33 usando duas portadoras <i>PWM</i> com $\mu = 1$. (d) Topologia M33 usando quatro portadoras <i>PWM</i> com $\mu = 0$. (e) Topologia M33 usando quatro portadoras <i>PWM</i> com $\mu = 0, 5$. (f) Topologia M33 usando quatro portadoras <i>PWM</i> com $\mu = 1$	73
5.4	Tensão v_l . (a) Topologia convencional M3 com $\mu = 0$. (b) Topologia convencional M3 com $\mu = 0, 5$. (c) Topologia convencional M3 com $\mu = 1$. (d) Topologia série M33 usando uma portadora <i>PWM</i> com $\mu = 0$. (e) Topologia série M33 usando uma portadora <i>PWM</i> com $\mu = 0, 5$. (f) Topologia série M33 usando uma portadora <i>PWM</i> com $\mu = 1$	74

5.5 Tensão v_l . (a) Topologia série M33 usando duas portadoras *PWM* com $\mu = 0$. (b) Topologia série M33 usando duas portadoras *PWM* com $\mu = 0,5$. (c) Topologia série M33 usando duas portadoras *PWM* com $\mu = 1$. (d) Topologia série M33 usando quatro portadoras *PWM* com $\mu = 0$. (e) Topologia série M33 usando quatro portadoras *PWM* com $\mu = 0,5$. (f) Topologia série M33 usando quatro portadoras *PWM* com $\mu = 1$ 75

5.6 Curvas da *WTHD* das topologias M34 e convencional M3. (a) Tensão de entrada, v_g . (b) Tensão de saída, v_l 76

5.7 Tensão v_g . (a) Topologia convencional M3 com $\mu = 0$. (b) Topologia convencional M3 com $\mu = 0,5$. (c) Topologia convencional M3 com $\mu = 1$. (d) Topologia série M34 usando uma portadora *PWM* com $\mu = 0$. (e) Topologia série M34 usando uma portadora *PWM* com $\mu = 0,5$. (f) Topologia série M34 usando uma portadora *PWM* com $\mu = 1$ 77

5.8 Tensão v_g . (a) Topologia série M34 usando duas portadoras *PWM* com $\mu = 0$. (b) Topologia série M34 usando duas portadoras *PWM* com $\mu = 0,5$. (c) Topologia série M34 usando duas portadoras *PWM* com $\mu = 1$. (d) Topologia série M34 usando quatro portadoras *PWM* com $\mu = 0$. (e) Topologia série M34 usando quatro portadoras *PWM* com $\mu = 0,5$. (f) Topologia série M34 usando quatro portadoras *PWM* com $\mu = 1$ 78

5.9 Tensão v_l . (a) Topologia convencional M3 com $\mu = 0$. (b) Topologia convencional M3 com $\mu = 0,5$. (c) Topologia convencional M3 com $\mu = 1$. (d) Topologia série M34 usando uma portadora *PWM* com $\mu = 0$. (e) Topologia série M34 usando uma portadora *PWM* com $\mu = 0,5$. (f) Topologia série M34 usando uma portadora *PWM* com $\mu = 1$ 79

5.10 Tensão v_l . (a) Topologia série M34 usando duas portadoras *PWM* com $\mu = 0$. (b) Topologia série M34 usando duas portadoras *PWM* com $\mu = 0,5$. (c) Topologia série M34 usando duas portadoras *PWM* com $\mu = 1$. (d) Topologia série M34 usando quatro portadoras *PWM* com $\mu = 0$. (e) Topologia série M34 usando quatro portadoras *PWM* com $\mu = 0,5$. (f) Topologia série M34 usando quatro portadoras *PWM* com $\mu = 1$ 80

5.11 Curvas da *WTHD* das topologias M44 e convencional M4. (a) Tensão de entrada, v_g . (b) Tensão de saída, v_l 81

5.12 Tensão v_g . (a) Topologia convencional M4 com $\mu = 0$. (b) Topologia convencional M4 com $\mu = 0,5$. (c) Topologia convencional M4 com $\mu = 1$. (d) Topologia série M44 usando uma portadora *PWM* com $\mu = 0$. (e) Topologia série M44 usando uma portadora *PWM* com $\mu = 0,5$. (f) Topologia série M44 usando uma portadora *PWM* com $\mu = 1$ 82

- 5.13 Tensão v_g . (a) Topologia série M44 usando duas portadoras *PWM* com $\mu = 0$. (b) Topologia série M44 usando duas portadoras *PWM* com $\mu = 0,5$. (c) Topologia série M44 usando duas portadoras *PWM* com $\mu = 1$. (d) Topologia série M44 usando quatro portadoras *PWM* com $\mu = 0$. (e) Topologia série M44 usando quatro portadoras *PWM* com $\mu = 0,5$. (f) Topologia série M44 usando quatro portadoras *PWM* com $\mu = 1$ 83
- 5.14 Tensão v_l . (a) Topologia convencional M4 com $\mu = 0$. (b) Topologia convencional M4 com $\mu = 0,5$. (c) Topologia convencional M4 com $\mu = 1$. (d) Topologia série M44 usando uma portadora *PWM* com $\mu = 0$. (e) Topologia série M44 usando uma portadora *PWM* com $\mu = 0,5$. (f) Topologia série M44 usando uma portadora *PWM* com $\mu = 1$ 84
- 5.15 Tensão v_l . (a) Topologia série M44 usando duas portadoras *PWM* com $\mu = 0$. (b) Topologia série M44 usando duas portadoras *PWM* com $\mu = 0,5$. (c) Topologia série M44 usando duas portadoras *PWM* com $\mu = 1$. (d) Topologia série M44 usando quatro portadoras *PWM* com $\mu = 0$. (e) Topologia série M44 usando quatro portadoras *PWM* com $\mu = 0,5$. (f) Topologia série M44 usando quatro portadoras *PWM* com $\mu = 1$ 85
- 5.16 Curvas da *WTHD* das topologias M334 e convencional M3. (a) Tensão de entrada, v_g . (b) Tensão de saída, v_l 87
- 5.17 Tensão v_g . (a) Topologia convencional M3 com $\mu = 0$. (b) Topologia convencional M3 com $\mu = 0,5$. (c) Topologia convencional M3 com $\mu = 1$. (d) Topologia série M334 usando uma portadora *PWM* com $\mu = 0$. (e) Topologia série M334 usando uma portadora *PWM* com $\mu = 0,5$. (f) Topologia série M334 usando uma portadora *PWM* com $\mu = 1$ 88
- 5.18 Tensão v_g . (a) Topologia série M334 usando duas portadoras *PWM* com $\mu = 0$. (b) Topologia série M334 usando duas portadoras *PWM* com $\mu = 0,5$. (c) Topologia série M334 usando duas portadoras *PWM* com $\mu = 1$. (d) Topologia série M334 usando seis portadoras *PWM* com $\mu = 0$. (e) Topologia série M334 usando seis portadoras *PWM* com $\mu = 0,5$. (f) Topologia série M334 usando seis portadoras *PWM* com $\mu = 1$ 89
- 5.19 Tensão v_g . (a) Topologia série M334 usando três portadoras *PWM* com $\mu = 0$. (b) Topologia série M334 usando três portadoras *PWM* com $\mu = 0,5$. (c) Topologia série M334 usando três portadoras *PWM* com $\mu = 1$ 90
- 5.20 Tensão v_l . (a) Topologia convencional M3 com $\mu = 0$. (b) Topologia convencional M3 com $\mu = 0,5$. (c) Topologia convencional M3 com $\mu = 1$. (d) Topologia série M334 usando uma portadora *PWM* com $\mu = 0$. (e) Topologia série M334 usando uma portadora *PWM* com $\mu = 0,5$. (f) Topologia série M334 usando uma portadora *PWM* com $\mu = 1$ 91

5.21 Tensão v_l . (a) Topologia série M334 usando duas portadoras *PWM* com $\mu = 0$. (b) Topologia série M334 usando duas portadoras *PWM* com $\mu = 0,5$. (c) Topologia série M334 usando duas portadoras *PWM* com $\mu = 1$. (d) Topologia série M334 usando seis portadoras *PWM* com $\mu = 0$. (e) Topologia série M334 usando seis portadoras *PWM* com $\mu = 0,5$. (f) Topologia série M334 usando seis portadoras *PWM* com $\mu = 1$ 92

5.22 Tensão v_l . (a) Topologia série M334 usando três portadoras *PWM* com $\mu = 0$. (b) Topologia série M334 usando três portadoras *PWM* com $\mu = 0,5$. (c) Topologia série M334 usando três portadoras *PWM* com $\mu = 1$ 93

5.23 Curvas da *WTHD* das topologias M344 e convencional M3. (a) Tensão de entrada, v_g . (b) Tensão de saída, v_l 94

5.24 Tensão v_g . (a) Topologia convencional M3 com $\mu = 0$. (b) Topologia convencional M3 com $\mu = 0,5$. (c) Topologia convencional M3 com $\mu = 1$. (d) Topologia série M344 usando uma portadora *PWM* com $\mu = 0$. (e) Topologia série M344 usando uma portadora *PWM* com $\mu = 0,5$. (f) Topologia série M344 usando uma portadora *PWM* com $\mu = 1$ 95

5.25 Tensão v_g . (a) Topologia série M344 usando duas portadoras *PWM* com $\mu = 0$. (b) Topologia série M344 usando duas portadoras *PWM* com $\mu = 0,5$. (c) Topologia série M344 usando duas portadoras *PWM* com $\mu = 1$. (d) Topologia série M344 usando seis portadoras *PWM* com $\mu = 0$. (e) Topologia série M344 usando seis portadoras *PWM* com $\mu = 0,5$. (f) Topologia série M344 usando seis portadoras *PWM* com $\mu = 1$ 96

5.26 Tensão v_g . (a) Topologia série M344 usando seis portadoras *PWM* com $\mu = 0$. (b) Topologia série M344 usando três portadoras *PWM* com $\mu = 0,5$. (c) Topologia série M344 usando três portadoras *PWM* com $\mu = 1$ 97

5.27 Tensão v_l . (a) Topologia convencional M3 com $\mu = 0$. (b) Topologia convencional M3 com $\mu = 0,5$. (c) Topologia convencional M3 com $\mu = 1$. (d) Topologia série M344 usando uma portadora *PWM* com $\mu = 0$. (e) Topologia série M344 usando uma portadora *PWM* com $\mu = 0,5$. (f) Topologia série M344 usando uma portadora *PWM* com $\mu = 1$ 98

5.28 Tensão v_l . (a) Topologia série M344 usando duas portadoras *PWM* com $\mu = 0$. (b) Topologia série M334 usando duas portadoras *PWM* com $\mu = 0,5$. (c) Topologia série M344 usando duas portadoras *PWM* com $\mu = 1$. (d) Topologia série M344 usando seis portadoras *PWM* com $\mu = 0$. (e) Topologia série M344 usando seis portadoras *PWM* com $\mu = 0,5$. (f) Topologia série M344 usando seis portadoras *PWM* com $\mu = 1$ 99

5.29 Tensão v_l . (a) Topologia série M344 usando três portadoras *PWM* com $\mu = 0$. (b) Topologia série M334 usando três portadoras *PWM* com $\mu = 0,5$. (c) Topologia série M344 usando três portadoras *PWM* com $\mu = 1$ 100

6.1	Diagrama fasorial da tensão resultante da diferença entre as tensões de entrada e saída dos conversores quando ε varia. (a) $\varepsilon = 0^\circ$. (b) $\varepsilon = 60^\circ$. (c) $\varepsilon = 180^\circ$	106
6.2	Tensão no barramento CC das topologias M33 e M3 em função da diferença entre o ângulo da tensão de entrada e o ângulo da tensão de saída.	107
6.3	Espectro da corrente do barramento CC da topologia convencional M3. (a) $\mu = 0$. (b) $\mu = 0,5$	107
6.4	Espectro da corrente do barramento CC do conversor 1 da topologia série M33. (a) 1P - $\mu = 0,5$. (b) 2P - $\mu = 0$. (c) 4P - $\mu = 0,5$	108
6.5	Espectro da corrente do barramento CC do conversor 2 da topologia série M33. (a) 1P - $\mu = 0,5$. (b) 2P - $\mu = 0$. (c) 4P - $\mu = 0,5$	109
6.6	Tensão no barramento CC das topologias M34 e M3 em função da diferença entre o ângulo da tensão de entrada e o ângulo da tensão de saída.	111
6.7	Espectro da corrente do barramento CC da topologia convencional M4. (a) $\mu = 0$. (b) $\mu = 0,5$	111
6.8	Espectro da corrente do barramento CC do conversor 1 da topologia série M34. (a) 1P - $\mu = 0,5$. (b) 2P - $\mu = 0$. (c) 4P - $\mu = 0,5$	112
6.9	Espectro da corrente do barramento CC do conversor 2 da topologia série M34. (a) 1P - $\mu = 0,5$. (b) 2P - $\mu = 0$. (c) 4P - $\mu = 0,5$	113
6.10	Tensão no barramento CC das topologias M44 e M4 em função da diferença entre o ângulo da tensão de entrada e o ângulo da tensão de saída.	115
6.11	Espectro da corrente do barramento CC do conversor 1 da topologia série M44. (a) 1P - $\mu = 0,5$. (b) 2P - $\mu = 0$. (c) 4P - $\mu = 0,5$	115
6.12	Espectro da corrente do barramento CC do conversor 2 da topologia série M44. (a) 1P - $\mu = 0,5$. (b) 2P - $\mu = 0$. (c) 4P - $\mu = 0,5$	116
6.13	Tensão no barramento CC das topologias M3 e M334 em função da diferença entre o ângulo da tensão de entrada e o ângulo da tensão de saída.	118
6.14	Espectro da corrente do barramento CC do conversor 1 da topologia série M334. (a) 1P - $\mu = 0,5$. (b) 2P - $\mu = 0$. (c) 6P - $\mu = 0$. (d) 3P - $\mu = 0,5$	119
6.15	Espectro da corrente do barramento CC do conversor 2 da topologia série M334. (a) 1P - $\mu = 0,5$. (b) 2P - $\mu = 0$. (c) 6P - $\mu = 0$. (d) 3P - $\mu = 0,5$	120
6.16	Espectro da corrente do barramento CC do conversor 3 da topologia série M334. (a) 1P - $\mu = 0,5$. (b) 2P - $\mu = 0$. (c) 6P - $\mu = 0$. (d) 3P - $\mu = 0,5$	121
6.17	Tensão no barramento CC das topologias M3 e M344 em função da diferença entre o ângulo da tensão de entrada e o ângulo da tensão de saída.	123
6.18	Espectro da corrente do barramento CC do conversor 1 da topologia série M344. (a) 1P - $\mu = 0,5$. (b) 2P - $\mu = 0$. (c) 6P - $\mu = 0$. (d) 3P - $\mu = 0,5$	123
6.19	Espectro da corrente do barramento CC do conversor 2 da topologia série M344. (a) 1P - $\mu = 0,5$. (b) 2P - $\mu = 0$. (c) 6P - $\mu = 0$. (d) 3P - $\mu = 0,5$	124

6.20	Espectro da corrente do barramento CC do conversor 3 da topologia série M344. (a) 1P - $\mu = 0,5$. (b) 2P - $\mu = 0$. (c) 6P - $\mu = 0$. (d) 3P - $\mu = 0,5$	125
7.1	Resultados de simulação com transitório de carga da topologia série M33 (a) Corrente da rede monofásica. (b) Corrente da rede em fase com a tensão da rede. (c) Controle da tensão do barramento CC do conversor 1. (d) Controle da tensão do barramento CC do conversor 2. (e) Tensão na carga, e_l	133
7.2	Resultados de simulação com transitório de carga da topologia série M34 (a) Corrente da rede monofásica. (b) Corrente da rede em fase com a tensão da rede. (c) Corrente de circulação i_o . (d) Controle da tensão do barramento CC do conversor 1. (e) Controle da tensão do barramento CC do conversor 2. (f) Tensão na carga, e_l	135
7.3	Resultados de simulação com transitório de carga da topologia série M44 (a) Corrente da rede monofásica. (b) Corrente da rede em fase com a tensão da rede.	136
7.4	Resultados de simulação com transitório de carga da topologia série M44 (a) Corrente de circulação i_o . (b) Controle da tensão do barramento CC do conversor 1. (c) Controle da tensão do barramento CC do conversor 2. (d) Tensão na carga, e_l	137
7.5	Resultados de simulação com transitório de carga da topologia série M334 (a) Corrente da rede monofásica. (b) Corrente da rede em fase com a tensão da rede. (c) Corrente de circulação i_o . (d) Tensão na carga.	138
7.6	Resultados de simulação com transitório de carga da topologia série M334 (a) Controle da tensão do barramento CC do conversor 1. (b) Controle da tensão do barramento CC do conversor 2. (c) Controle da tensão do barramento CC do conversor 3.	139
7.7	Resultados de simulação com transitório de carga da topologia série M344 (a) Corrente da rede monofásica. (b) Corrente da rede em fase com a tensão da rede. (c) Corrente de circulação i_{o1} . (d) Corrente de circulação i_{o2} . (e) Tensão na carga.	140
7.8	Resultados de simulação com transitório de carga da topologia série M344 (a) Controle da tensão do barramento CC do conversor 1. (b) Controle da tensão do barramento CC do conversor 2. (c) Controle da tensão do barramento CC do conversor 3.	141
7.9	Resultados experimentais em regime permanente - 1P - $\mu = 0,5$. (a) Tensão e corrente da rede monofásica. (b) Tensão da carga. (c) Tensão do barramento CC do conversor 1. (d) Tensão do barramento CC do conversor 2.	143
7.10	Resultados experimentais com transitório de carga - 1P - $\mu = 0,5$. (a) Corrente e tensão da rede monofásica. (b) Tensão da carga. (c) Tensão do barramento CC do conversor 1. (d) Tensão do barramento CC do conversor 2.	144
7.11	Resultados experimentais para a regulação das tensões dos barramentos CC com o fator k_1	145

7.12	Resultados experimentais em regime permanente - 2P - $\mu = 0,5$. (a) Tensão e corrente da rede monofásica. (b) Tensão da carga. (c) Tensão do barramento <i>CC</i> do conversor 1. (d) Tensão do barramento <i>CC</i> do conversor 2.	146
7.13	Resultados experimentais em regime permanente - 2P - $\mu = 0$. (a) Tensão e corrente da rede monofásica. (b) Tensão da carga. (c) Tensão do barramento <i>CC</i> do conversor 1. (d) Tensão do barramento <i>CC</i> do conversor 2.	147
7.14	Resultados experimentais em regime permanente - 1P - $\mu = 0,5$. (a) Tensão e corrente da rede monofásica. (b) Tensão da carga. (c) Corrente de circulação. (d) Tensão do barramento <i>CC</i> do conversor 1. (e) Tensão do barramento <i>CC</i> do conversor 2.	148
8.1	Diagrama esquemático do conversor trifásico com nove braços e três barramentos <i>CC</i>	151
8.2	Diagrama de controle da topologia T333.	154
8.3	Curvas da <i>WTHD</i> das topologias T333 e convencional T6. (a) Tensão de entrada, v_{ak} , com $k = 1, 2$ e 3 . (b) Tensão de saída, v_{bk} , com $k = 1, 2$ e 3	156
8.4	Tensão v_{ak} . (a) T6 com $\mu = 0$. (b) T6 com $\mu = 0,5$. (c) T6 com $\mu = 1$. (d) Topologia T333 com $\mu = 0$. (e) T333 com $\mu = 0,5$. (f) T333 com $\mu = 1$	157
8.5	Tensão v_{ak} . (a) T6 com $\mu = 0$. (b) T6 com $\mu = 0,5$. (c) T6 com $\mu = 1$. (d) Topologia T333 com $\mu = 0$. (e) T333 com $\mu = 0,5$. (f) T333 com $\mu = 1$	158
8.6	Tensão no barramento <i>CC</i> das topologias T333 e T6 em função da diferença entre o ângulo da tensão de entrada e o ângulo da tensão de saída.	159
8.7	Espectro da corrente do barramento <i>CC</i> . (a) T6 - $\mu = 0$. (b) T6 - $\mu = 0,5$. (c) T333 - $\mu = 0$. (d) T333 - $\mu = 0,5$	160
8.8	Resultados de simulação com transitório de carga da topologia trifásica T333 (a) Corrente da rede trifásica. (b) Corrente e tensão da fase 1 da rede. (c) Tensão dos barramentos <i>CC</i> . (e) Tensão na carga trifásica, e_l	162
B.1	Diagrama esquemático do conversor monofásico generalizado.	176

Capítulo 1

Introdução Geral

1.1 Apresentação do Tema

O consumo mundial de energia elétrica cresce exponencialmente. A esse fato estão agregadas exigências cada vez mais crescentes quanto à confiabilidade do sistema elétrico e à qualidade da energia. Deseja-se que a rede seja capaz de assegurar fornecimento, de modo contínuo, de grandezas como amplitude e frequência dos sinais de tensão e corrente. Na tentativa de conseguir uma melhor qualidade da energia, vários tipos de equipamentos vêm sendo largamente utilizados, como por exemplo, reguladores de tensão; fontes de energia ininterrupta; filtros ativos; conversores estáticos de potência; entre outros. É importante discutir o que se pode denominar de problemas que afetam as características dos sinais e caracterizam a redução da qualidade da energia. São citados: Interrupções, distorções das formas de onda, desequilíbrios, *flicker*, variações de tensão de curta duração (VTCD), variações de tensão de longa duração (VTLD), variações na frequência e variações no valor eficaz da tensão.

Nesse cenário desenvolveu-se a Eletrônica de Potência que tem como objetivo o controle do fluxo de energia entre um agente que fornece essa energia e uma carga consumidora. O controle mencionado é realizado através dos conversores estáticos, que são concebidos através da associação de dispositivos semicondutores de potência e componentes passivos. O crescimento da eletrônica de potência provocou um grande desenvolvimento no setor elétrico. Recentemente, têm sido desenvolvidos dispositivos semicondutores de potência com capacidade de suportar elevados níveis de tensão e corrente, de controle mais fácil e que operam com frequências de chaveamento cada vez maiores. Além disso, o desenvolvimento e crescimento da tecnologia computacional e microeletrônica permitiram o aparecimento de técnicas de controle cada vez mais eficientes.

A eletrônica de potência abrange diversas áreas, como por exemplo: estudos sobre dispositivos estáticos e girantes; circuitos conversores; dispositivos de potência; eletrônica analógica e digital; e teoria de controle. No trabalho aqui proposto, a área escolhida está relacionada com o estudo de configurações de conversores estáticos de potência [1]. Essa área proporciona uma quantidade imensa de trabalhos em nível acadêmico e de desenvolvimento comercial [2].

A forma como a energia é transferida da fonte geradora para a carga consumidora deve ser feita com o mínimo de perdas e utilizando custos aceitáveis. Uma vez que a utilização dos dispositivos semicondutores divide a energia da entrada em "pedaços" (através basicamente de um controle liga/desliga) a fim de suprir de maneira conveniente determinados tipos de carga, e como essa forma de utilização fatidicamente insere sinais harmônicos que interferem na qualidade de energia, existe uma série de critérios a serem avaliados, o que permite um aprofundamento de estudos com a finalidade de melhorar a qualidade dos sinais de corrente e tensão. Dentre os critérios utilizados, destacam-se no estudo dos conversores estáticos de potência: distorção harmônica total, ou *THD (Total Harmonic Distortion)*, dos sinais de corrente; distorção harmônica total ponderada, ou *WTHD (Weight Total Harmonic Distortion)* dos sinais de tensão de entrada e de saída dos conversores; perdas nos capacitores dos barramentos *CC* que armazenam energia contínua após a retificação da energia de entrada vinda por sinais da rede; e perdas por condução e chaveamento nas chaves de potência.

Na literatura técnica, observa-se tipos diferentes de associações entre os conversores, podendo ser citados os conversores associados em série e os conversores associados em paralelo. A configuração em paralelo tem como objetivo a divisão do fluxo de corrente entre os conversores, sendo indicada para o caso em que existem correntes elevadas no circuito. A configuração em série tem como principal foco a divisão da tensão de entrada em níveis de tensão menores no barramento *CC*, sendo indicada para o caso em que se têm aplicações com tensões elevadas. A idéia dessa divisão de corrente ou de tensão está em aumentar o número de conversores utilizando equipamentos e dispositivos com capacidade de suportar menores correntes ou tensões, ou mesmo proporcionar confiabilidade ao sistema através da inserção de redundância.

Os conversores *CC-CC* em paralelo foram os primeiros a serem desenvolvidos na década de 70 devido às dificuldades técnicas dos dispositivos [3]. Os conversores multiníveis com diodo-grampeado [4, 5] e as topologias de conversores em cascata [6, 7, 8] são tipos de topologias de conversores em série.

Em geral, as configurações em série, que também podem ser denominadas conversores multinível em cascata, são configurações do tipo isoladas com um transformador no lado da entrada da rede para evitar o aparecimento de correntes de circulação entre os blocos de conversores [9, 10, 11]. O controle das correntes de circulação que surgem das conexões em série entre conversores é objetivo deste trabalho, visto que as topologias apresentadas não utilizam transformadores de isolamento. Essas correntes de circulação não são interessantes para o sistema, visto que podem causar: desequilíbrio na distribuição de potência entre os conversores agregados; aumento das perdas nos dispositivos, já que a corrente de circulação é somada às correntes de operação dos circuitos; saturação dos componentes passivos e sensíveis; dificuldade no controle das outras malhas do circuito; distorções nas formas de onda dos sinais de tensão e corrente; entre outras. Com o objetivo de minimizar os efeitos das correntes de circulação são propostos vários métodos na literatura. Neste trabalho a minimização da corrente de circulação será feita a partir da análise das equações, a fim de determinar o seu comportamento dinâmico e a extinguir através de uma técnica de controle.

A conexão série permite a redução dos níveis de tensão impostos sobre as chaves dos diferentes conversores estáticos que compõe o sistema como um todo. Em sistemas de geração fotovoltaica ou *UPS*, por exemplo, onde é necessário o uso de baterias, a divisão da tensão total em blocos menores compatíveis com os níveis que se pode fornecer, é bastante importante.

A divisão do nível de tensão que ocorre entre os N conversores conectados em série diminui os esforços nas chaves de potência de cada conversor, conseqüentemente, ocasiona menores perdas de chaveamento se comparados aos conversores convencionais. Além disso, permite redução do conteúdo harmônico nas grandezas elétricas envolvidas, especialmente quando são utilizadas múltiplas portadoras *PWM* defasadas entre si [12, 13, 14, 15].

Na literatura, o uso de múltiplas portadoras *PWM* é conhecido como *interleaved* [15]. Alguns trabalhos propõem uma defasagem de 180° em sistemas que utilizam dois conversores em série. Neste trabalho são abordadas outras formas de aproveitamento da técnica *interleaved*.

Outro fator importante associado ao dimensionamento e aos custos dos conversores com barramento *CC* é a vida útil dos capacitores eletrolíticos. Esse é o componente que mais se degrada com as perdas de potência, por isso se destaca no direcionamento dos estudos de diminuição de custos. A função do barramento *CC* é distribuir, de modo eficiente, energia entre entrada e saída dos conversores. Em conversores constituídos por retificadores e inversores em ponte completa, o barramento *CC* desacopla o lado do retificador do lado do inversor provendo uma baixa impedância para frequências próximas à frequência de chaveamento. Verifica-se ainda que a temperatura e a tensão de operação afetam diretamente o tempo de vida útil dos capacitores. Dessa maneira, poderão ser sempre objeto de estudo, estratégias de construção dos circuitos ou mesmo técnicas mais aprimoradas de controle, que consigam diminuir as perdas e os níveis de tensão sob os capacitores. O nível da corrente *RMS* [16, 17, 18] que passa pelos capacitores é um dos principais fatores para o aumento da temperatura desses componentes. À medida que o capacitor se degrada, a resistência em série equivalente *ESR* (*Equivalent Series Resistance*) aumenta seu valor, tendendo a alcançar um limite no qual o capacitor perde suas propriedades dinâmicas, qualificando como fim de sua vida útil. As perdas através das *ESRs* dos capacitores dos barramentos *CC* serão também fonte de análise neste trabalho.

Outra característica que deve ser explorada para comparação do desempenho entre os conversores estudados são as perdas nos semicondutores (perdas por condução e perdas por chaveamento). Alguns trabalhos vêm sendo propostos a fim de quantificar essas perdas, através de programas de simulação dinâmica, facilitando seu uso como critério de análise [19, 20].

Neste trabalho também é feita uma abordagem sobre a utilização de conversores com número reduzido de componentes semicondutores (chaves de potência). Obviamente, a utilização de conversores em série remete ao aumento do número de chaves de potência, porém, analisando os conversores menores que compõem a estrutura como um todo, pode-se dizer que são utilizados conversores com número reduzido de chaves, como por exemplo, um módulo monofásico como o ilustrado na Figura 1.1(b) quando comparado ao mostrado na Figura 1.1(a).

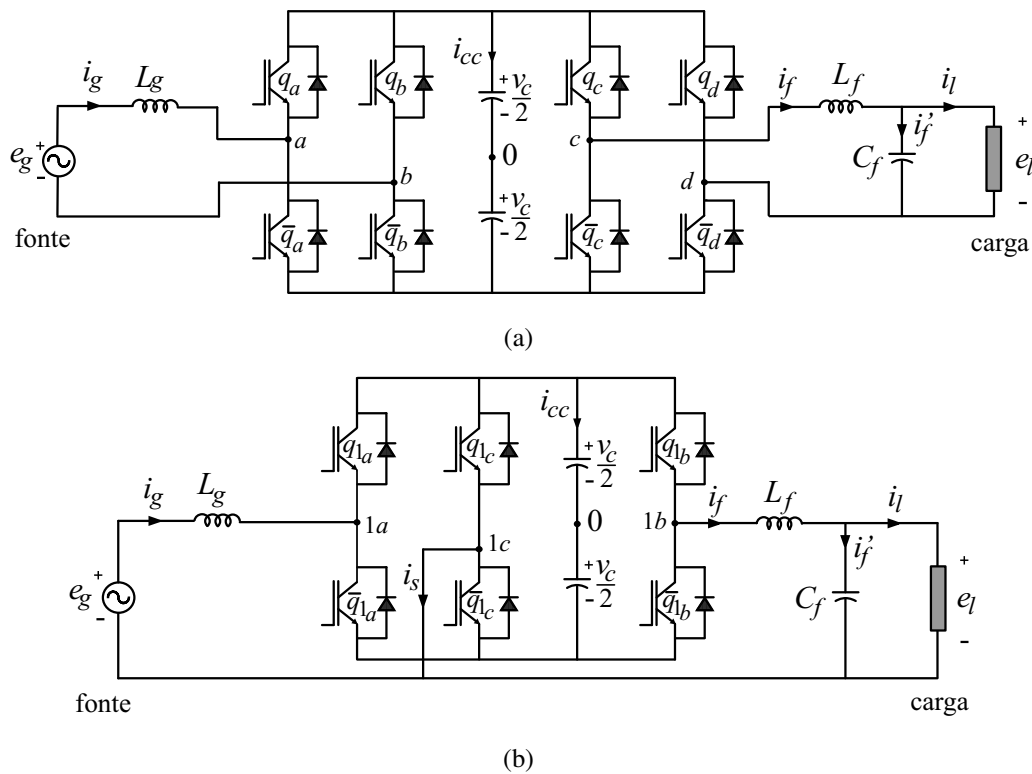


Figura 1.1: (a) Diagrama esquemático do conversor monofásico com quatro braços e um barramento CC - M4 (b) Diagrama esquemático do conversor monofásico com três braços e um barramento CC - M3.

1.2 Contribuições do Trabalho

O foco deste trabalho está na investigação de conversores estáticos de potência do tipo CA-CC-CA monofásicos em série, e trifásicos.

São estudadas cinco topologias de conversores do tipo CA-CC-CA conectados em série sem a utilização de transformadores ou outro dispositivo de isolamento; uma topologia trifásica; e apresentadas três topologias, duas monofásicas e uma trifásica, conhecidas na literatura e aqui chamadas de convencionais. A topologia M33 foi apresentada em [21], neste trabalho é feita uma abordagem diferente do ponto de vista do controle e definição da estratégia *PWM*. Um modelo a quatro fios da estrutura T333 foi citado em [21]. Neste trabalho é mostrada uma caracterização da topologia T333 à três fios. As outras quatro monofásicas série (M34, M44, M334 e M344) são propostas neste trabalho. De uma maneira geral, as topologias aqui mostradas são:

- M3 - topologia monofásica convencional com braço compartilhado entre entrada e saída. Possui três braços e um barramento CC [Figura 1.1(b)].
- M4 - topologia monofásica convencional de quatro braços e um barramento CC, possui um retificador monofásico em ponte completa na entrada e um inversor também em ponte completa na saída [Figura 1.1(a)].
- M33 - topologia monofásica resultante da associação série de dois conversores do tipo M3 [Figura 1.2(a)].

- M34 - topologia monofásica resultante da associação série de um conversor do tipo M3 com um conversor do tipo M4 [Figura 1.2(b)].
- M44 - topologia monofásica constituída de dois conversores do tipo M4 conectados em série [Figura 1.2(c)].
- M334 - topologia monofásica resultante da associação série de dois conversores do tipo M3 com um conversor do tipo M4 [Figura 1.3(a)].
- M344 - topologia monofásica resultante da associação série de um conversor do tipo M3 com dois conversores do tipo M4 [Figura 1.3(b)].
- T6 - topologia trifásica convencional de seis braços e um barramento *CC* [Figura 1.4(a)].
- T333 - topologia trifásica que utiliza um conversor monofásico do tipo M3 em cada uma das três fases, onde cada bloco monofásico está conectado através dos seus braços divididos [Figura 1.4(b)].

Para cada uma das topologias será apresentado o modelo do sistema, a estratégia *PWM*, e a estratégia de controle. Em algumas delas existem correntes de circulação as quais serão modeladas com o objetivo de diminuir sua influência no sistema.

Serão avaliadas as características de *THD* e *WTHD*, através da utilização de múltiplas portadoras *PWM*. As perdas nos barramentos *CC* serão quantificadas através do espectro da corrente *RMS* de alta frequência. As perdas de condução e de chaveamento serão estimadas e tabeladas.

A utilização desses critérios tem por fim criar comparações e concluir ganhos e perdas no desempenho de cada topologia com relação às topologias convencionais.

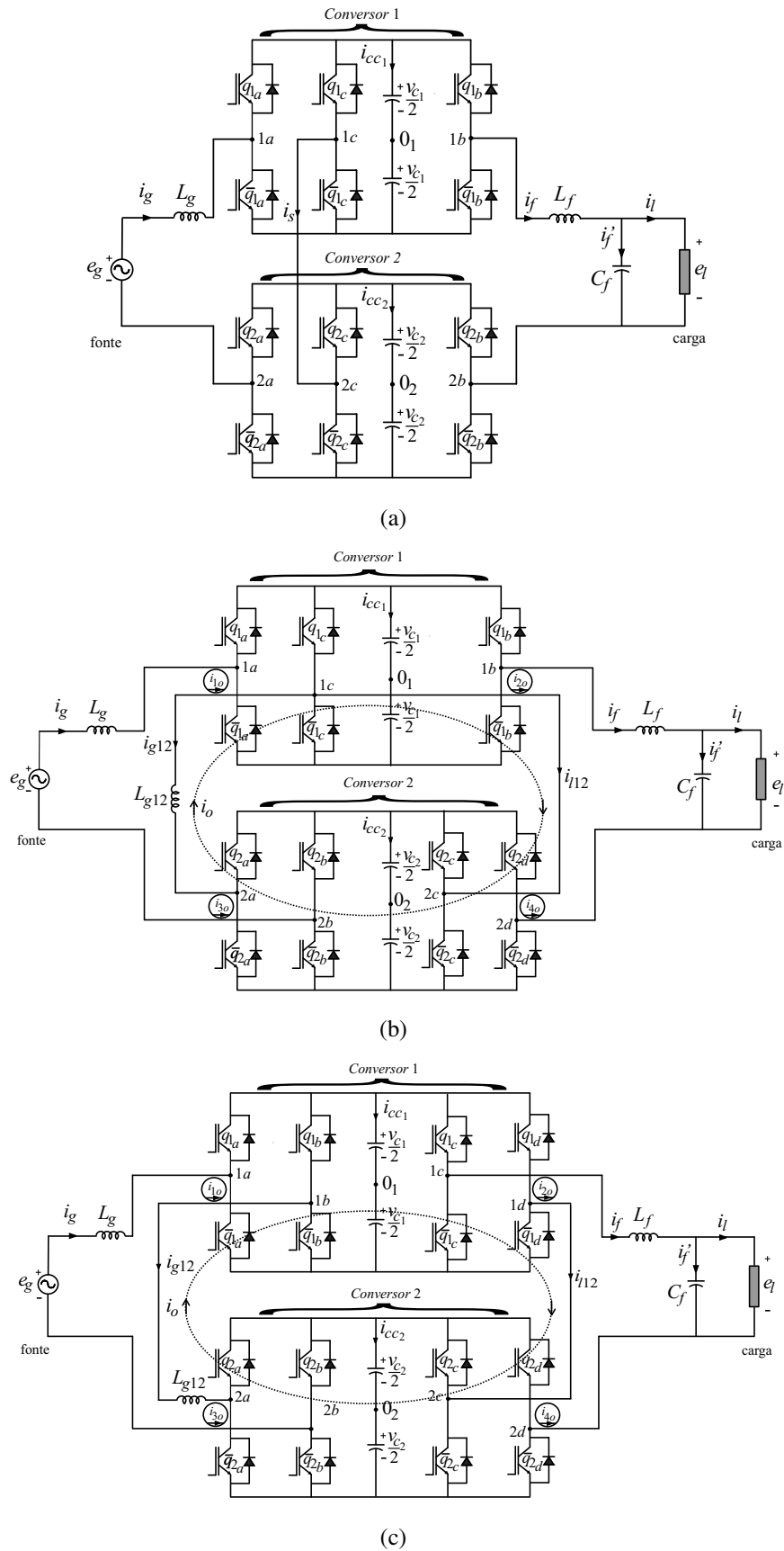
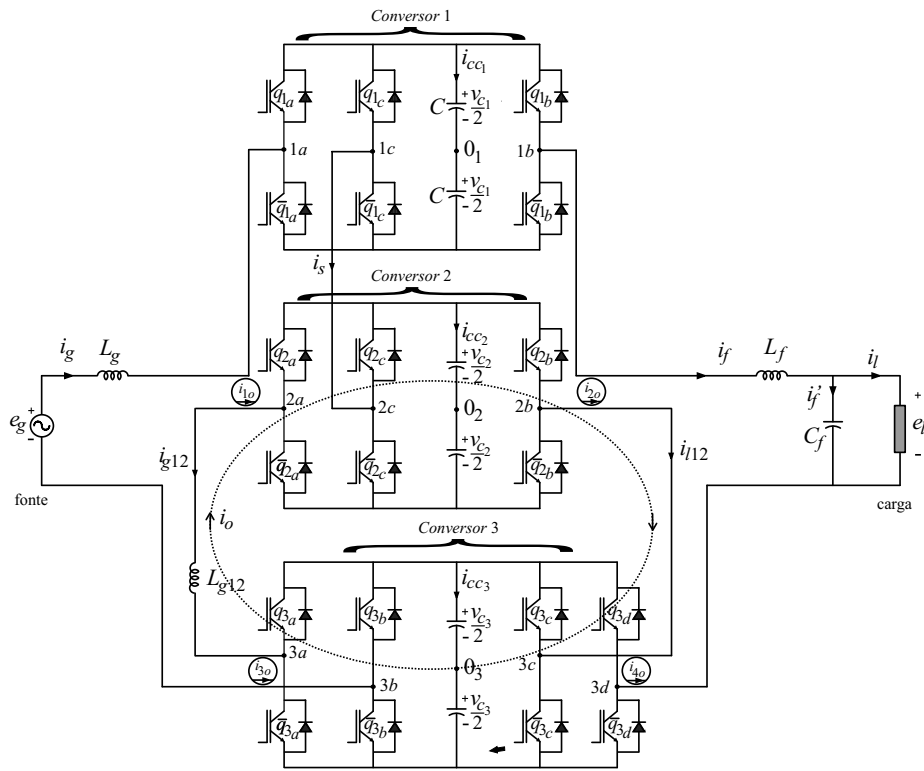
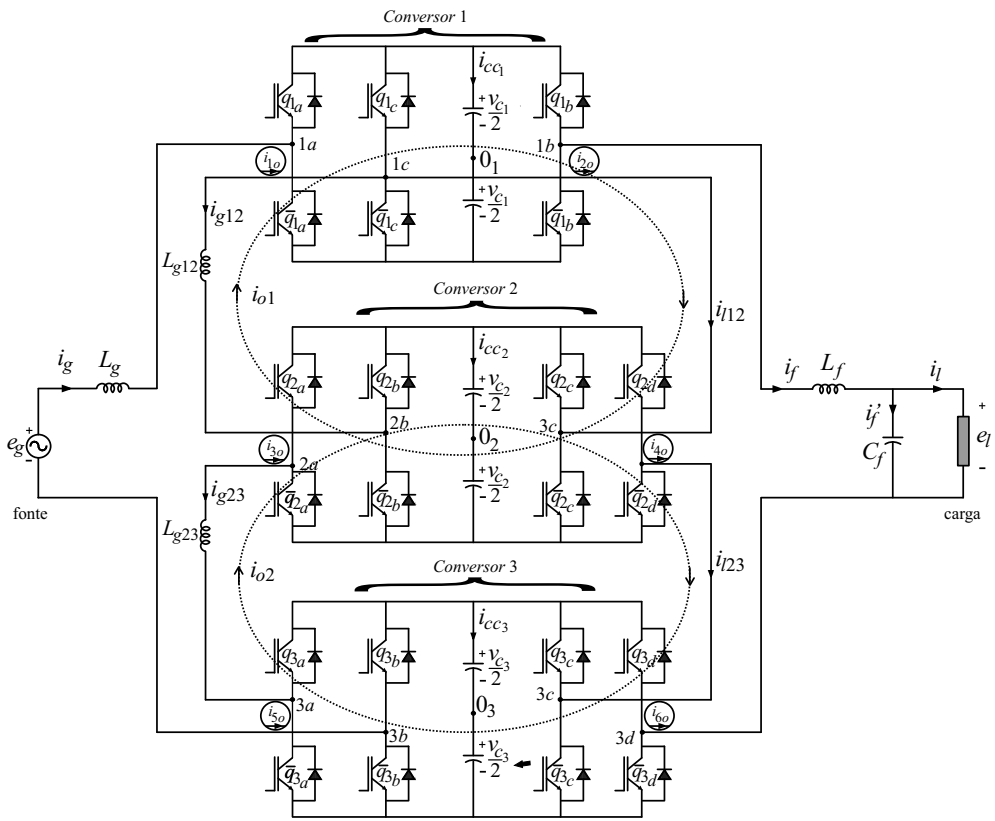


Figura 1.2: Diagramas esquemáticos das topologias monofásicas com dois conversores conectados em série. (a) M33. (b) M34. (c) M44.

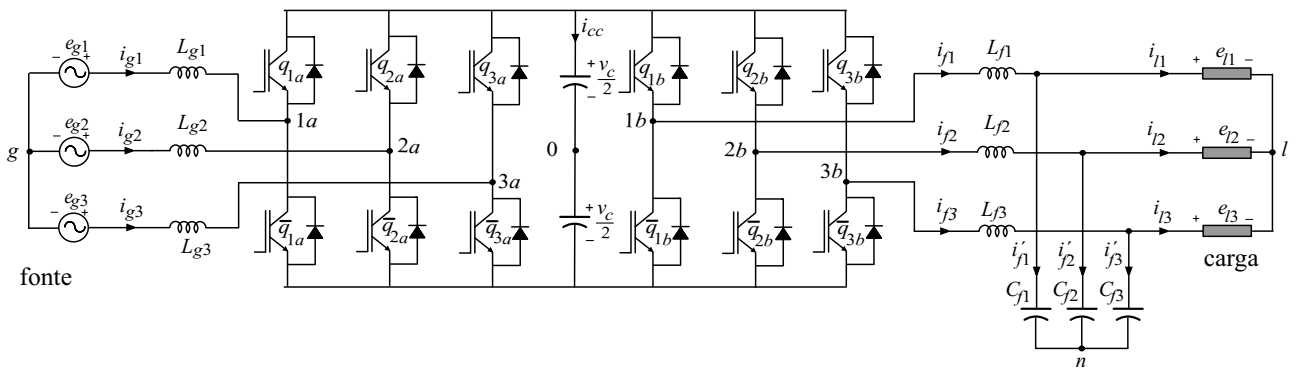


(a)

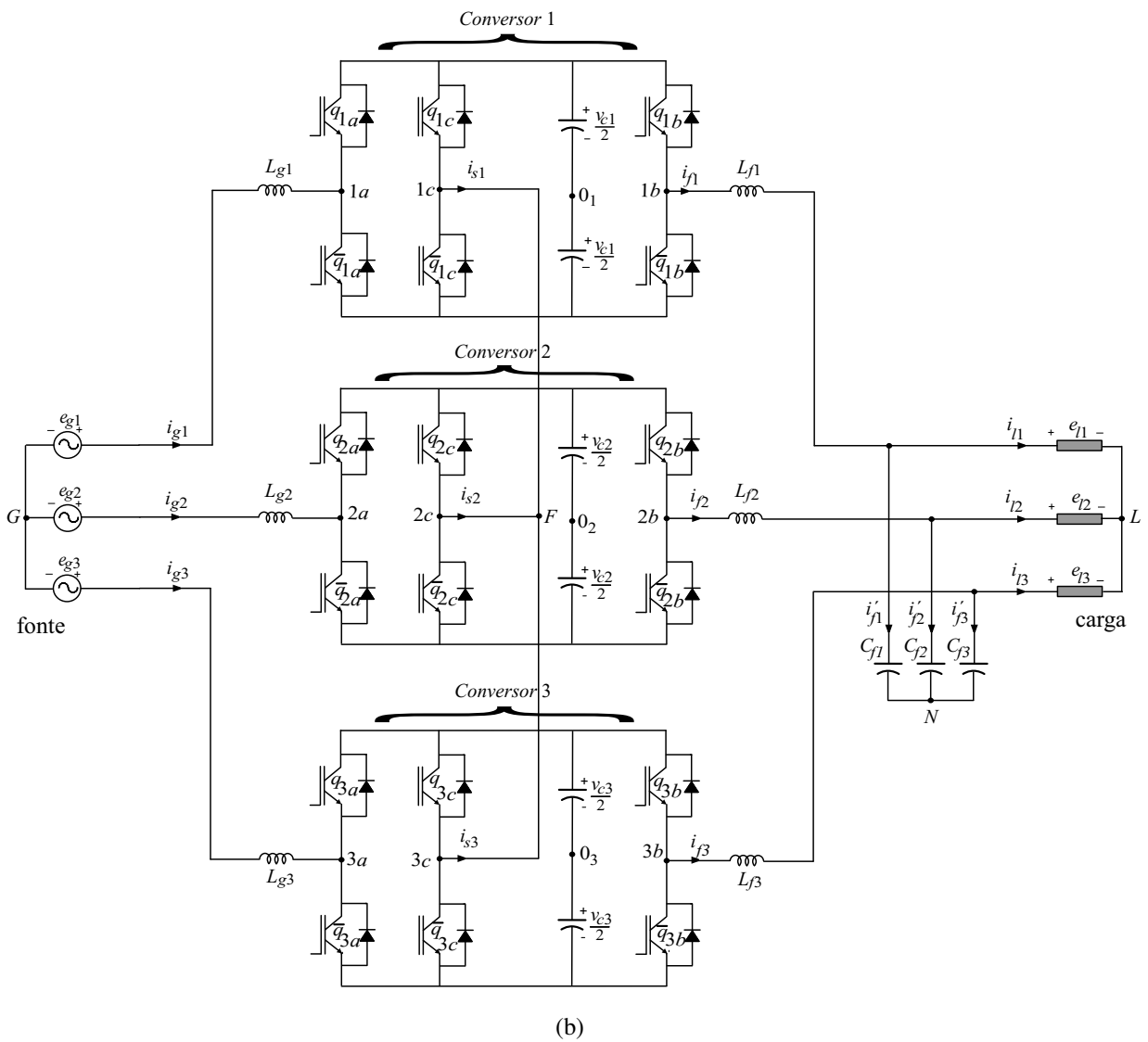


(b)

Figura 1.3: Diagramas esquemáticos das topologias monofásicas com três conversores conectados em série. (a) M334. (b) M344.



(a)



(b)

Figura 1.4: Diagramas esquemáticos das topologias trifásicas. (a) T6. (b) T333.

1.3 Revisão Bibliográfica

Nesta seção será mostrado como o tema discutido neste trabalho, conversores estáticos com barramento CC conectados em série, vem sendo abordado na literatura. Existe uma tendência para estudos dos conversores estáticos que consigam suprir cada vez mais potência, com fins de alimentação e acionamento de diversos tipos de cargas, como por exemplo, utilização dos conversores como filtros ativos na compensação de harmônicos e reativos providos da rede nos sistemas de potência; a utilização em sistemas de energia alternativa, tal como solar e eólica; e acionamento de motores de médio e grande porte, dentre outros [22, 23].

Devido às limitações dos níveis suportados pelas chaves e às necessidades de conversores de alta potência, as associações entre chaves de potência ou entre dispositivos, tornaram-se uma solução bastante atrativa. Para as questões relativas aos níveis de tensão elevados, a utilização de conversores multiníveis pode representar um caminho para a redução das tensões impostas às chaves de potência [24]. Além disso, esse tipo de associação pode gerar sinais com teor de harmônicos reduzido, à medida que aumenta o número de níveis de tensões fornecidas pelos conversores. Em [25], mostra-se que os conversores multiníveis reduzem os valores de dv/dt da tensão na saída para a carga e os valores de distorção harmônica das correntes de carga. Em [26] foi desenvolvido o inversor de três níveis, a partir de então, inúmeros estudos vêm sendo catalogados e novas topologias vêm sendo desenvolvidas. De um modo geral, têm-se três classes de estruturas multinível: NPC (do inglês, *Neutral Point Clamped*) ou conversor multinível com diodo grampeado [26, 27, 28, 29]; conversor multinível com capacitor flutuante [25, 30]; e conversores em ponte H [31, 32, 33].

Como vantagem do conversor multinível com diodo grampeado se pode citar que: não necessitam de transformadores para isolar o sistema; podem ser conectados a um barramento CC ; a tensão de bloqueio das chaves é $v_c/(n-1)$, onde v_c é a tensão do barramento CC e n é o número de níveis; precisam de menos capacitores que o multinível com capacitor flutuante. As desvantagens podem ser: aparecimento de indutâncias parasitas; montagem complexa do ponto de vista mecânico; o número de diodos aumenta de modo quadrática com relação ao número de níveis, pois necessitam conectar diodos em série para não se danificarem com os níveis de tensão de bloqueio; necessidade de balancear as tensões entre os capacitores, aumentando a complexidade do controle.

Algumas vantagens do conversor multinível com capacitor flutuante são: a tensão de bloqueio da chave é $v_c/(n-1)$, onde v_c é a tensão do barramento CC e n é o número de níveis; as tensões nos capacitores são controladas mediante os estados de condução redundantes que o aspecto estrutural da topologia proporciona; pode ser feito um controle do fluxo das potências ativas e reativas, sendo útil em aplicações de alta tensão CC [34]. Dentre as desvantagens, pode-se dizer que: os capacitores devem ser capazes de suportar as correntes nos níveis das correntes de carga, dessa maneira, os capacitores devem ser escolhidos suficientemente robustos para não gerarem perdas nem limitar a condição de operação do sistema; a constante de tempo de carga e descarga dos capacitores flutuantes é lenta, de modo que dada uma determinada diferença no nível de tensão

total do barramento CC , o regime dos capacitores flutuantes para o novo ponto de operação é alcançado depois de algum retardo, deixando nesse meio tempo, as chaves semicondutoras sobre as condições de tensão de bloqueio maiores e causando distorção na saída do conversor [35]; é preciso uma carga inicial de tensão nos capacitores; demanda um número grande de capacitores que devem possuir valores de capacitâncias bastante similares para não desbalancear os níveis de tensão; demanda uma montagem complexa e aparecimento de indutâncias parasitas.

A associação de células entre conversores tem como vantagens: a possibilidade de interligação em uma estrutura modular, consequentemente, aumentando o número de níveis; possuir um número menor de componentes quando comparado com as outras duas estruturas citadas que necessitam de diodos grampeadores e capacitores flutuantes; poderem ser usadas em aplicações de filtros ativos ou aplicações que necessitem do controle do fator de potência de entrada, pode-se utilizar capacitores ao invés de fontes CC [36]; possuir estrutura que pode ser adaptada à tolerância à falhas, à medida que retira um braço ou um módulo defeituoso, passando a operar com tensão menor ou redistribuindo a tensão total pelos outros módulos; é fácil de montar a partir de módulos menores; o barramento não indutivo, que permite a operação do sistema sem a inserção de circuitos amortecedores.

Neste trabalho, são discutidos alguns métodos de caracterização e funcionamento de topologias $CA-CC-CA$ monofásicas com retificadores e inversores conectados em série através de módulos em ponte H. As associações $CA-CC-CA$ são realizadas com o fim de diminuir as distorções harmônicas realizando um controle do fator de potência na entrada e na regulação da tensão e da frequência na saída.

Na literatura são mostradas várias maneiras de realizar as associações em ponte H. Em [37] é mostrado um conversor estático de distribuição trifásico composto por módulos de ponte H conectados à rede por meio de transformadores. Nessa associação, os três módulos H de cada fase compartilham um único barramento, isso é possível já que suas saídas estão isoladas por transformadores (assim como em [38] também). Configurações $CC-CA$ e $CA-CC$ foram largamente estudadas e são apresentadas com descrição de controle PWM com portadora PWM triangular, $SVPWM$ (do inglês, *Space Vector Pulse Width Modulation*), eliminação seletiva de harmônicos e outras estratégias de comutação para os conversores multinível em ponte H em [39, 40, 41, 42].

Como os conversores com conexões série apresentados não utilizam transformador ou outro elemento isolador, é necessário que cada módulo H não compartilhe o mesmo barramento entre si. Além de cada módulo possuir sua própria fonte CC ou seu próprio barramento capacitivo, esses valores ainda podem ser escolhidos de modo a modificar o desempenho do conversor em relação ao número de níveis, utilizando diferentes tensões em cada módulo. Conversores multiníveis sem utilizar transformador são estudados em [43, 44, 45]. Essa é uma configuração que demanda o uso de várias células de tensão (uma para cada módulo em ponte H), sendo apropriadas para uso em sistemas que possuam várias células de energia, como por exemplo, aplicações fotovoltaicas.

O desempenho do sistema, do ponto de vista de redução ou corte de determinados níveis harmônicos pode ser feito utilizando módulos de ponte H com diferentes valores de tensão. Em [32]

é estudado um inversor com dois módulos em ponte H. Neste caso, mostra-se que se as tensões dos módulos forem iguais ($V_1 = V_2 = V$), na saída do inversor pode ser gerada uma tensão de cinco níveis ($-2V, -V, 0, V, 2V$). Por outro lado, se as tensões dos módulos forem diferentes, $V_1 = V$ e $V_2 = 2V$, por exemplo, na saída do inversor pode ser gerada uma tensão de sete níveis ($-3V, -2V, -V, 0, V, 2V, 3V$).

No caso da utilização de barramento capacitivo, balancear a tensão de cada módulo nem sempre é uma tarefa fácil, principalmente quando se aumenta o número de níveis. Nas discussões desse trabalho, é apresentada uma solução para este problema através de uma estratégia de controle que procura dividir a tensão igualmente entre os conversores das topologias estudadas. Na literatura são propostas algumas maneiras de balancear as tensões dos capacitores [46, 47]. Técnicas de minimização das ondulações nos capacitores do barramento *CC* para inversores em ponte H que alimentam unidades industriais são apresentadas em [48].

1.4 Organização do Trabalho

Esse trabalho propõe e retoma da literatura um total de nove topologias de sistema de conversão *CA-CC-CA*, incluindo conversores do tipo convencional, monofásico com conexão série e trifásico. As configurações em série são comparadas com as convencionais segundo alguns critérios. As informações sobre essas comparações bem como a apresentação de cada topologia estão divididas neste trabalho em forma de oito capítulos e um apêndice.

No Capítulo 1 é apresentada a introdução que descreve o tema que será discutido no decorrer do trabalho, mostrando o que já tem sido feito sobre o assunto, indicando a pretensão do que se quer mostrar e como as informações estão dispostas no documento.

No Capítulo 2 são analisadas as configurações convencionais monofásicas e a trifásica. O estudo é feito mostrando o modelo de cada uma delas, bem como a estratégia *PWM* utilizada, a fim de deixar claro com que base os critérios de comparação serão apresentados nos outros capítulos com respeito às configurações em série.

No Capítulo 3 são apresentados os modelos das configurações série monofásicas com dois conversores. A apresentação é feita da mesma forma que no Capítulo 2, mostrando o modelo de cada uma e a estratégia *PWM*, acrescentando as estratégias que foram utilizadas no controle das estruturas.

No Capítulo 4 são apresentados os modelos das configurações série monofásicas com três conversores. A apresentação é feita da mesma forma que no Capítulo 3.

No Capítulo 5 são feitas as comparações das estruturas série monofásicas em relação às convencionais monofásicas segundo a análise da curva da *WTHD*, aplicando a técnica de múltiplas portadoras *PWM*.

No Capítulo 6 são feitas as comparações das estruturas série monofásicas em relação às convencionais monofásicas segundo os critérios de perdas tanto nos capacitores do barramento *CC* quanto nos dispositivos semicondutores de potência.

No Capítulo 7 são mostrados os resultados das simulações dinâmicas e resultados experimentais para as estruturas monofásicas.

No Capítulo 8 é apresentada uma topologia trifásica. A apresentação é feita da mesma forma que no Capítulo 3, mostrando o modelo e a estratégia *PWM*, acrescentando as estratégias que foram utilizadas no controle das estruturas. Também são apresentadas as comparações em relação à topologia convencional trifásica, como demonstrado no Capítulo 6. Os resultados de simulação dinâmica estão presentes nesse capítulo.

No Capítulo 9 são discutidas as conclusões sobre os estudos realizados e discutidos neste trabalho. Também são apontados direcionamentos para aprimoramento e estudos futuros sobre o tema apresentado.

No Apêndice A são apresentadas, para cada uma das topologias, as tabelas com os valores em por unidade (pu) e no sistema internacional de medidas (SI).

No Apêndice B está apresentada uma figura com a generalização das topologias monofásicas com conversores de quatro braços.

Capítulo 2

Conversores CA-CC-CA Convencionais

2.1 Introdução

Neste capítulo são apresentados os conversores monofásicos convencionais de quatro e de três braços, bem como o conversor convencional trifásico de seis braços. Para cada um deles é mostrado seu respectivo modelo dinâmico, sendo a partir deste, estabelecido uma estratégia *PWM* com o objetivo de determinar os momentos em que as chaves de potência ficam abertas ou fechadas. Também estão apresentadas as estratégias de controle cujos objetivos gerais são controle do fator de potência nas redes monofásica e trifásica; regulação da amplitude da tensão e frequência nas cargas monofásica e trifásica; e regulação da tensão no barramento *CC* de cada estrutura. As topologias monofásicas série e trifásica são comparadas com essas estruturas aqui denominadas de convencionais.

2.2 Conversor Monofásico com Quatro Braços e Um Barramento *CC* (M4)

O conversor monofásico com quatro braços e um barramento *CC* (M4) pode ser observado na Figura 2.1. O conversor é constituído por um retificador monofásico em ponte completa na entrada e um inversor em ponte completa na saída; uma carga monofásica; dois indutores de filtro: L_g no lado da rede e L_f no lado da carga; um capacitor de filtro C_f no lado da carga; um barramento *CC*; e as chaves $q_a, \bar{q}_a, q_b, \bar{q}_b, q_c, \bar{q}_c, q_d$ e \bar{q}_d

2.2.1 Modelo do Sistema

O modelo da topologia M4 mostrado na Figura 2.1 é apresentado nesta seção. De maneira complementar, pode-se observar na Figura 2.2 os circuitos equivalentes de entrada e saída considerando os conversores como sendo fontes de tensões chaveadas.

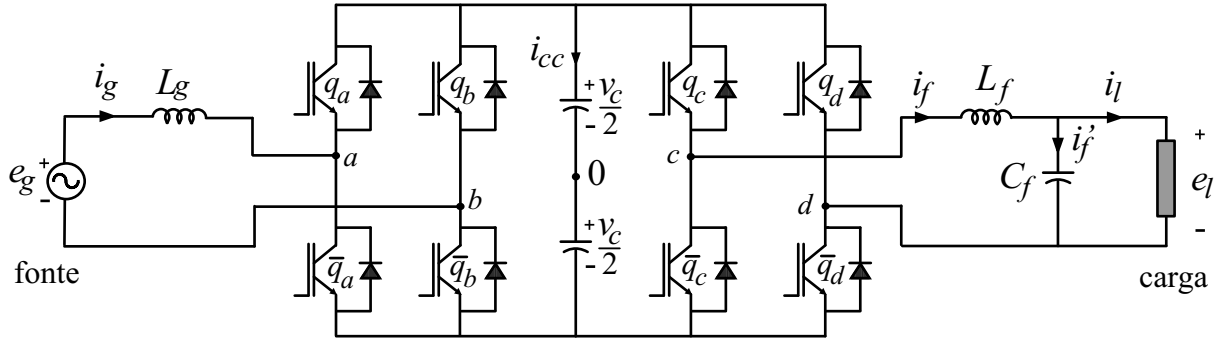


Figura 2.1: Diagrama esquemático do conversor convencional monofásico com quatro braços e um barramento CC.

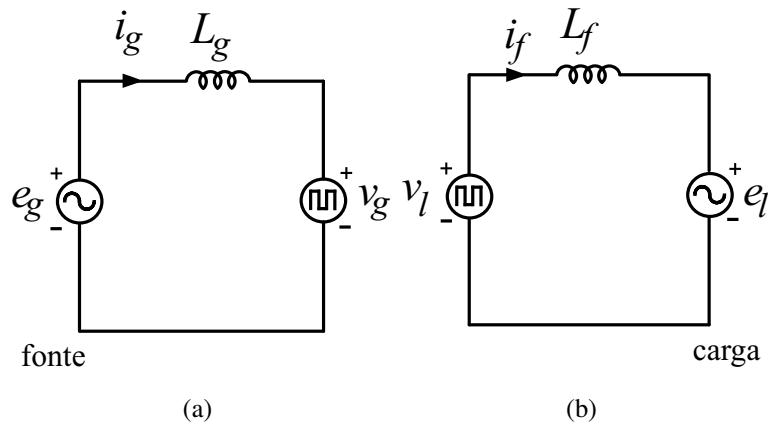


Figura 2.2: (a) Representação da entrada dos sistemas M4 e M3. (b) Representação da saída dos sistemas M4 e M3.

A partir da Figura 2.1 e da Figura 2.2, pode-se escrever as seguintes equações:

$$e_g = (r_g + pl_g)i_g + v_g \quad (2.1)$$

$$e_l = -(r_f + pl_f)i_f + v_l \quad (2.2)$$

$$i_f = i_l + i'_f \quad (2.3)$$

$$pv_{cf} = \frac{i'_f}{C_f} \quad (2.4)$$

$$v_{cf} = e_l \quad (2.5)$$

onde o índice g está relacionado com os parâmetros de entrada; o índice f está relacionado com os parâmetros do filtro de saída; os símbolos r e l são usados, respectivamente, para as resistências e indutâncias dos filtros L_g e L_l ; $p = d/dt$; C_f é a capacitância do filtro de saída; $v_g = v_{ab} = v_{a0} - v_{b0}$, e $v_l = v_{cd} = v_{c0} - v_{d0}$; as tensões v_{a0} , v_{b0} , v_{c0} e v_{d0} são as tensões de polo do conversor; i_g é a corrente da rede monofásica; i'_f é a corrente do capacitor de filtro de saída; v_{cf} é a tensão do capacitor do filtro de saída; e a corrente i_l é a corrente da carga.

2.2.2 Estratégia PWM

As tensões de polo v_{a0} , v_{b0} , v_{c0} e v_{d0} em função do estado das chaves são definidas por:

$$v_{a0} = (2q_a - 1) \frac{v_c}{2} \quad (2.6)$$

$$v_{b0} = (2q_b - 1) \frac{v_c}{2} \quad (2.7)$$

$$v_{c0} = (2q_c - 1) \frac{v_c}{2} \quad (2.8)$$

$$v_{d0} = (2q_d - 1) \frac{v_c}{2} \quad (2.9)$$

onde v_c é a tensão do barramento CC do conversor M4, e q_a , q_b , q_c e q_d são os estados das chaves, definidos por variáveis binárias. Por exemplo, quando $q_a = 1$, a chave q_a se encontra no estado fechado, quando $q_a = 0$ a chave q_a se encontra no estado aberto. Em cada braço, o estado da chave inferior é complementar ao estado da chave superior e vice-versa.

As tensões de referência v_g^* e v_l^* para o PWM são dadas por:

$$v_g^* = v_{ab}^* = v_{a0}^* - v_{b0}^* \quad (2.10)$$

$$v_l^* = v_{cd}^* = v_{c0}^* - v_{d0}^*. \quad (2.11)$$

Os sinais de gatilho podem ser obtidos através da comparação das tensões de polo de referência v_{a0}^* , v_{b0}^* , v_{c0}^* e v_{d0}^* com uma portadora PWM de alta frequência, essa comparação é feita com o objetivo de obter os tempos em que as chaves de potência permanecerão abertas e/ou fechadas. Como as tensões de polo são em número de quatro, também são necessárias quatro equações para a determinação dos tempos dos pulsos PWM. As equações (2.10) e (2.11) fornecidas pelos controladores não são suficientes para a determinação das equações referentes às quatro tensões de polo de referência, faz-se necessário a definição de mais duas variáveis para a realização dos cálculos. Essas duas variáveis são denominadas de variáveis auxiliares e são definidas como:

$$v_x^* = v_{b0}^* \quad (2.12)$$

$$v_y^* = v_{d0}^*. \quad (2.13)$$

Desse modo, a partir das equações (2.10), (2.11), (2.12) e (2.13), as tensões de polo de referência são definidas por:

$$v_{a0}^* = v_{ab}^* + v_x^* \quad (2.14)$$

$$v_{b0}^* = v_x^* \quad (2.15)$$

$$v_{c0}^* = v_{cd}^* + v_y^* \quad (2.16)$$

$$v_{d0}^* = v_y^*. \quad (2.17)$$

As tensões de polo de referência dependem tanto das tensões v_{ab}^* e v_{cd}^* definidas pelos controladores, quanto das variáveis auxiliares v_x^* e v_y^* . As variáveis auxiliares podem ser escolhidas de

modo independente, desde que os limites máximos ($v_c^*/2$) e mínimos ($-v_c^*/2$) das tensões de polo sejam respeitados. Assim, tem-se que:

$$v_{x \max}^* = \frac{v_c^*}{2} - v_{1 \max}^* \quad (2.18)$$

$$v_{x \min}^* = -\frac{v_c^*}{2} - v_{1 \min}^* \quad (2.19)$$

$$v_{y \max}^* = \frac{v_c^*}{2} - v_{2 \max}^* \quad (2.20)$$

$$v_{y \min}^* = -\frac{v_c^*}{2} - v_{2 \min}^* \quad (2.21)$$

onde v_c^* é a referência de tensão para o barramento *CC* do conversor M4, $v_{1 \max}^* = \max(\vartheta_1)$, $v_{1 \min}^* = \min(\vartheta_1)$, $v_{2 \max}^* = \max(\vartheta_2)$ e $v_{2 \min}^* = \min(\vartheta_2)$, com $\vartheta_1 = \{v_{ab}^*, 0\}$ e $\vartheta_2 = \{v_{cd}^*, 0\}$.

As tensões auxiliares v_x^* e v_y^* podem ser escritas em função dos fatores de distribuição de roda livre, μ_x e μ_y , definidos em [49, 50], como:

$$v_x^* = \mu_x v_{x \max}^* + (1 - \mu_x) v_{x \min}^* \quad (2.22)$$

$$v_y^* = \mu_y v_{y \max}^* + (1 - \mu_y) v_{y \min}^* \quad (2.23)$$

onde $0 \leq \mu_x \leq 1$ e $0 \leq \mu_y \leq 1$.

Nota-se que quando se faz $\mu_x = 0$ ou $\mu_x = 1$, são selecionados os valores mínimos ($v_x^* = v_{x \min}^*$) ou valores máximos ($v_x^* = v_{x \max}^*$) da variável auxiliar v_x^* , resultando em um dos braços funcionando com frequência de chaveamento nula durante algum instante. Quando se escolhe $\mu_x = 0,5$, seleciona-se o valor médio de v_x^* , os pulsos de tensão se tornam centrados, ocasionando uma redução do valor da *THD* [49] para este caso de uma única portadora *PWM*.

Pode-se também escolher os valores máximos e mínimos eventualmente. Por exemplo, durante um determinado intervalo de tempo igual a τ , escolhe-se $v_x^* = v_{x \max}^*$, em seguida, num outro intervalo de tempo, $v_x^* = v_{x \min}^*$. O intervalo de tempo τ pode ser escolhido de modo que seu valor seja igual ao do período de amostragem ou um múltiplo, de modo a reduzir a frequência de chaveamento. Analogamente, pode-se fazer as mesmas considerações para a análise da variável auxiliar v_y^* .

2.2.3 Estratégia de Controle

O diagrama de controle do conversor M4 é apresentado na Figura 2.3. A partir do diagrama pode ser mostrado que: a tensão, v_c , do barramento *CC* é regulada por um controlador do tipo PI convencional, representado pelo bloco R_c . Esse controlador determina a amplitude I_g^* da corrente de referência desejada na rede monofásica.

O controle do fator de potência da entrada é feito a partir de uma sincronização da corrente instantânea de referência i_g^* com a tensão da rede monofásica, e_g . Essa sincronização é representada pelo bloco *GEN- i_g* (baseado no esquema de um *PLL*). O controlador da corrente de entrada, representado pelo bloco R_g , é implementado usando controlador de dupla sequência (controlador

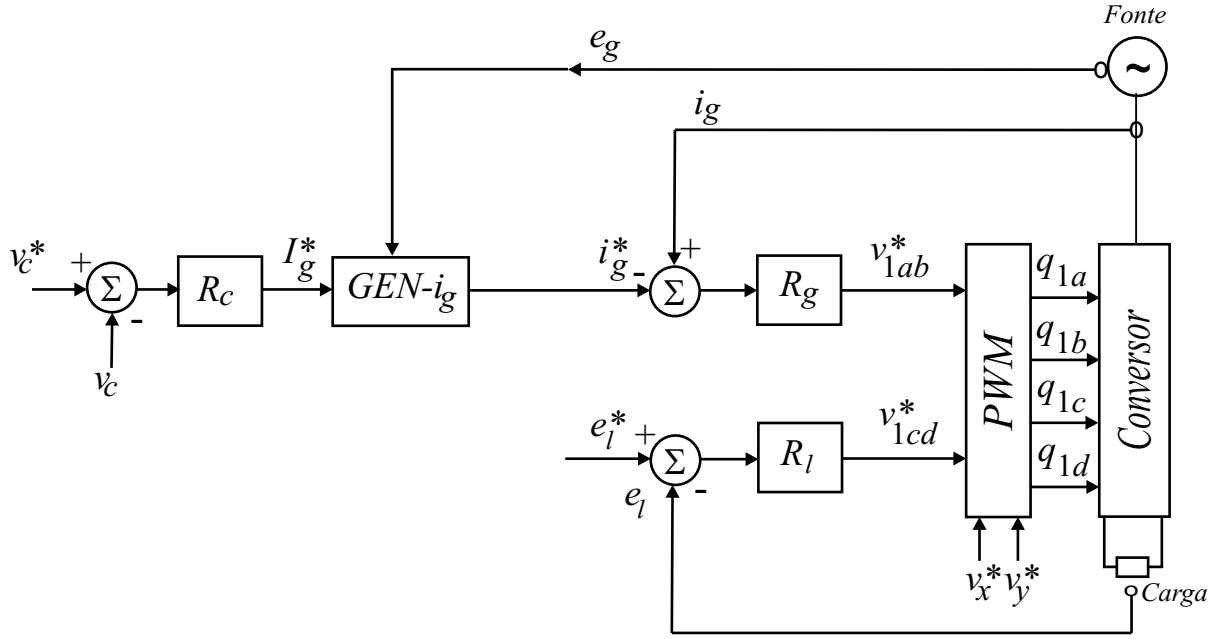


Figura 2.3: Diagrama de controle da topologia M4.

de sequência positiva e negativa) definido em [51, 52]. Quando a variável que se deseja controlar é senoidal, o controlador PI convencional não garante erro nulo em regime permanente, já o controlador de dupla sequência garante o erro nulo para uma variável que possua frequência igual a w_e , pois o controlador fornece ganho infinito para sinais de entrada que possuam essa frequência. Esse controlador pode ser modelado no tempo pelas seguintes equações:

$$px_a = x_b + 2k_i \varepsilon_j \quad (2.24)$$

$$px_b = -w_e x_a \quad (2.25)$$

$$v_m^* = x_a + k_p \varepsilon_j \quad (2.26)$$

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 saída do controlador e $\varepsilon_j = i_j^* - i_j$ é o erro de corrente. Com $j = g$ e $m = g$, esse controlador define a tensão de referência de entrada do conversor, v_g^* .

A tensão de referência v_{ab}^* é dada por:

$$v_{ab}^* = v_g^*. \quad (2.27)$$

O controle da tensão de saída é realizado por um controlador PI de dupla sequência representado pelo bloco R_l , (2.24)-(2.26), com $j = l$ e $m = l$. Na saída do controlador é obtida a tensão de referência v_l^* . A tensão de referência v_{cd}^* é dada por:

$$v_{cd}^* = v_l^*. \quad (2.28)$$

As tensões de referências v_{ab}^* , v_{cd}^* e as tensões auxiliares v_x^* e v_y^* definidas pelas equações (2.22) e (2.23) são processadas pelo bloco PWM para o cálculo das tensões de polo de referência,

definidas pelas equações (2.14)-(2.17). Essas tensões de polo de referência são comparadas com portadoras *PWM* triangulares de alta frequência a fim de gerar os sinais de gatilho das chaves do conversor CA-CC-CA apresentado.

2.3 Conversor Monofásico com Três Braços e Um Barramento CC (M3)

O conversor monofásico com três braços e um barramento CC (M3) pode ser observado na Figura 2.4. O conversor possui um braço dividido entre entrada e saída; uma carga monofásica; dois indutores de filtro: L_g no lado da rede e L_f no lado da carga; um capacitor de filtro C_f do lado da carga; um barramento CC; e as chaves $q_a, \bar{q}_a, q_b, \bar{q}_b, q_c$ e \bar{q}_c .

2.3.1 Modelo do Sistema

O modelo da topologia M3 mostrado na Figura 2.4 é apresentado nesta seção. De maneira complementar, pode-se observar na Figura 2.2 os circuitos equivalentes de entrada e saída considerando os conversores como sendo fontes de tensões chaveadas.

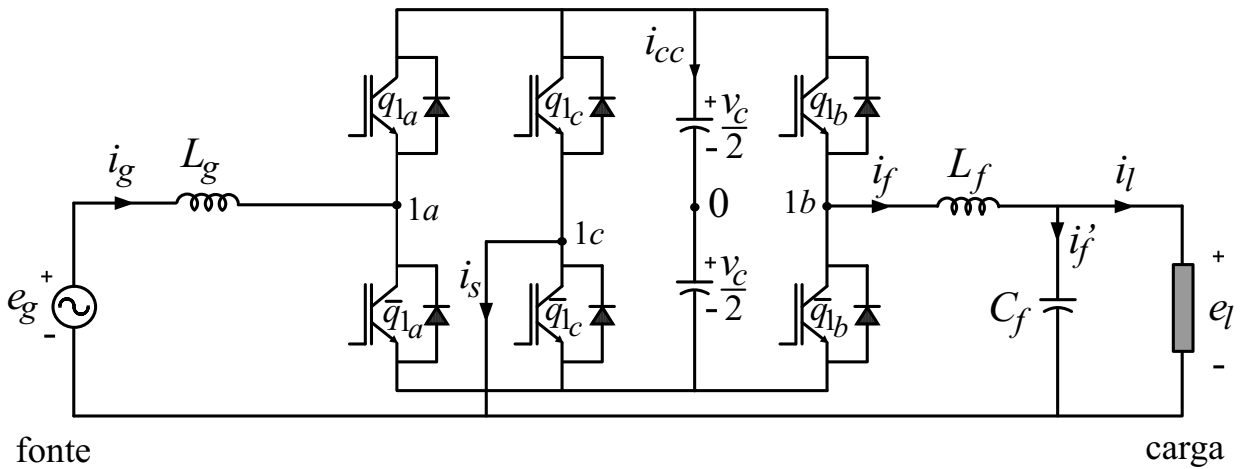


Figura 2.4: Diagrama esquemático do conversor convencional monofásico com três braços e um barramento CC.

A partir da Figura 2.4 e da Figura 2.2, pode-se escrever as seguintes equações:

$$e_g = (r_g + pl_g)i_g + v_g \quad (2.29)$$

$$e_l = -(r_f + pl_f)i_f + v_l \quad (2.30)$$

$$i_s = i_g - i_f \quad (2.31)$$

$$i_f = i_l + i'_f \quad (2.32)$$

$$pv_{cf} = \frac{i'_f}{C_f} \quad (2.33)$$

$$v_{cf} = e_l \quad (2.34)$$

onde $v_g = v_{ac} = v_{a0} - v_{c0}$, e $v_l = v_{bc} = v_{b0} - v_{c0}$; as tensões v_{a0} , v_{b0} e v_{c0} são as tensões de polo do conversor; i_s é a corrente no braço dividido; i_g é a corrente da rede monofásica; i'_f é a corrente do capacitor de filtro de saída; v_{c_f} é a tensão do capacitor do filtro de saída; e a corrente i_l é a corrente da carga.

2.3.2 Estratégia PWM

As tensões de polo v_{a0} , v_{b0} e v_{c0} em função do estado das chaves são definidas por:

$$v_{a0} = (2q_a - 1) \frac{v_c}{2} \quad (2.35)$$

$$v_{b0} = (2q_b - 1) \frac{v_c}{2} \quad (2.36)$$

$$v_{c0} = (2q_c - 1) \frac{v_c}{2}. \quad (2.37)$$

As tensões de referência v_g^* e v_l^* para o PWM são dadas nas equações:

$$v_g^* = v_{ac}^* = v_{a0}^* - v_{c0}^* \quad (2.38)$$

$$v_l^* = v_{bc}^* = v_{b0}^* - v_{c0}^*. \quad (2.39)$$

Os sinais de comando das chaves podem ser obtidos através da comparação das tensões de polo de referência v_{a0}^* , v_{b0}^* e v_{c0}^* com uma portadora PWM de alta frequência. Como as tensões de polo são em número de três, também são necessárias três equações para a determinação dos tempos dos pulsos PWM. As equações (2.38) - (2.39) fornecidas pelos controladores não são suficientes para a determinação das equações referentes às três tensões de polo de referência, desse modo, uma variável auxiliar pode ser definida como:

$$v_x^* = v_{c0}^*. \quad (2.40)$$

A partir das equações (2.38) a (2.40), as tensões de polo de referência são dadas por:

$$v_{a0}^* = v_{ac}^* + v_x^* \quad (2.41)$$

$$v_{b0}^* = v_{bc}^* + v_x^* \quad (2.42)$$

$$v_{c0}^* = v_x^*. \quad (2.43)$$

As tensões de polo de referência dependem tanto das tensões v_{ac}^* e v_{bc}^* que são definidas pelos controladores quanto da tensão auxiliar v_x^* . A tensão auxiliar pode ser escolhida de modo independente, desde que os limites máximos ($v_c^*/2$) e mínimos ($-v_c^*/2$) das tensões de polo sejam respeitados, como especificado nas equações (2.18) e (2.19), onde v_c^* é a referência de tensão para o barramento CC do conversor M3, $v_{1\max}^* = \max(\vartheta_1)$, $v_{1\min}^* = \min(\vartheta_1)$ com $\vartheta_1 = \{v_{ac}^*, v_{bc}^*, 0\}$.

A tensão auxiliar, v_x^* , pode ser escrita em função do fator de distribuição de roda livre como na equação (2.22), onde $0 \leq \mu_x \leq 1$.

2.3.3 Estratégia de Controle

O diagrama de controle do conversor M3 é apresentado na Figura 2.5. A estratégia de controle para esse sistema garante tensão na carga com amplitude e frequência constantes. O controle do fator de potência da rede monofásica permite a obtenção de uma corrente senoidal em fase com a tensão de entrada, garantindo uma maximização do fator de potência na entrada. O sistema opera regulando a tensão do capacitor do barramento CC.

A partir do diagrama de controle, Figura 2.5, percebe-se que a tensão, v_c , do barramento CC é regulada por um controlador do tipo PI convencional, representado pelo bloco R_c . Esse controlador determina a amplitude I_g^* da corrente de referência desejada na entrada da rede monofásica.

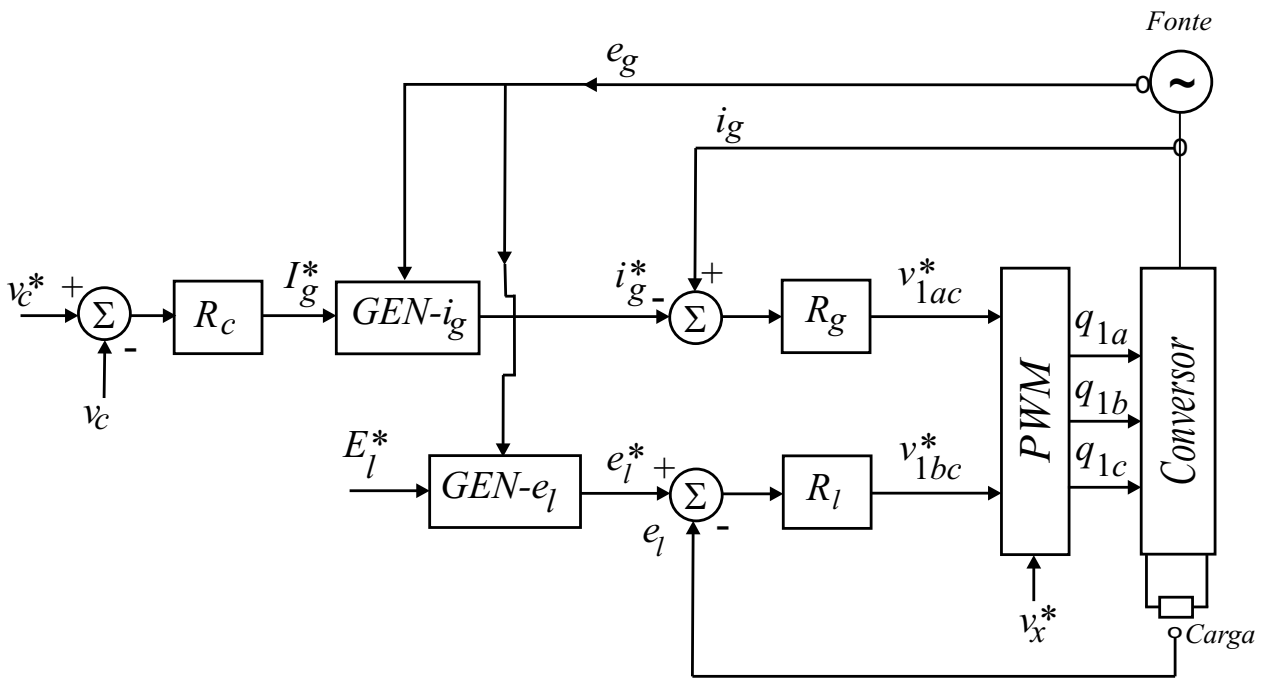


Figura 2.5: Diagrama de controle da topologia M3.

O controle do fator de potência da entrada é realizado a partir de uma sincronização da corrente instantânea de referência i_g^* com a tensão da rede monofásica, e_g . Essa sincronização é representada pelo bloco $GEN-i_g$. O controlador da corrente de entrada, representado pelo bloco R_g , é implementado usando controlador de dupla sequência, (2.24) - (2.26), com $j = g$ e $m = g$. Esse controlador define a tensão de referência v_g^* . A tensão de referência v_{ac}^* é dada por:

$$v_{ac}^* = v_g^*. \quad (2.44)$$

A tensão instantânea de referência da carga, $e_l^* = \cos(\omega t + \delta_l)$ (onde ω é a frequência em rad/s da rede, t é o tempo em s e δ_l é a fase da tensão de referência, e_l^*) é obtida pela definição de uma amplitude de referência que é sincronizada com a tensão da rede através do bloco $GEN-e_l$. O sincronismo entre as tensões de entrada e saída, possibilita à topologia M3 operar com o mesmo nível de tensão no barramento CC da topologia M4. O controle da tensão de saída é realizado por um controlador PI de dupla sequência representado pelo bloco R_l . O controlador é definido por

(2.24) - (2.26), com $\varepsilon_j = e_j^* - e_j$, $j = l$ e $m = l$. Na saída do controlador é obtida a tensão de referência v_l^* . A tensão de referência v_{bc}^* é dada por:

$$v_{bc}^* = v_l^*. \quad (2.45)$$

As tensões de referências v_{ac}^* e v_{bc}^* e a tensão auxiliar v_x^* , definida pela equação (2.22), são processadas pelo bloco *PWM* para o cálculo das tensões de polo de referência definidas pelas equações (2.41) - (2.43). Essas tensões de polo de referência são comparadas com portadoras *PWM* triangulares de alta frequência a fim de gerar os sinais de gatilho das chaves do conversor *CA-CC-CA* apresentado.

A fase, δ_l , da tensão de referência da carga, e_l^* , pode ser usada para reduzir a tensão do barramento *CC* através do sincronismo entre e_l e e_g . Esse fato se estende a todas as topologias que possuem conversores com três braços.

2.4 Conversor Trifásico com Seis Braços e Um Barramento CC (T6)

O conversor trifásico com seis braços e um barramento *CC* (T6) pode ser observado na Figura 2.6. O conversor possui um retificador trifásico em ponte completa na entrada, e um inversor em ponte completa na da saída; o retificador está conectado à rede através dos indutores L_{g1} , L_{g2} e L_{g3} , e o inversor está conectado à carga através do filtro formado pelos indutores L_{f1} , L_{f2} , e L_{f3} , e capacitores C_{f1} , C_{f2} e C_{f3} ; e um barramento *CC*. O conversor é formado pelas chaves q_{1a} , \bar{q}_{1a} , q_{2a} , \bar{q}_{2a} , q_{3a} e \bar{q}_{3a} no retificador de entrada, e pelas chaves q_{1b} , \bar{q}_{1b} , q_{2b} , \bar{q}_{2b} , q_{3b} e \bar{q}_{3b} no inversor da saída.

2.4.1 Modelo do Sistema

O modelo da topologia T6, mostrada na Figura 2.6, é apresentado nesta seção. Nele podem ser observados as variáveis de entrada da rede (e_{gk} , i_{gk}), os elementos de filtragem (L_{gk} , L_{fk} , C_{fk}), as variáveis da carga (e_{lk} , i_{lk}), e o conversor trifásico com um único barramento *CC*, onde $k = 1, 2$ e 3 .

Observando a Figura 2.6, pode-se escrever, para $k = 1, 2$ e 3 as seguintes equações:

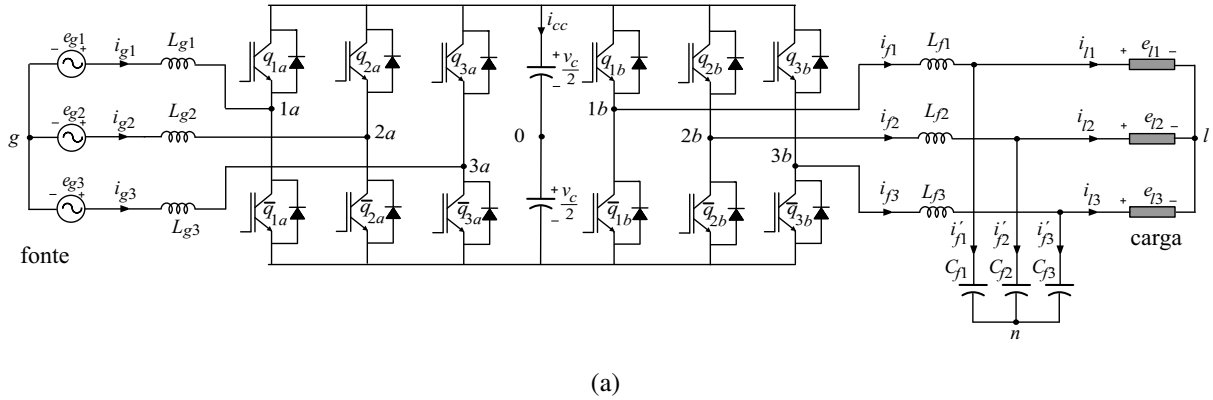
$$e_{gk} = (r_{gk} + pl_{gk})i_{gk} + v_{ka0} - v_{g0} \quad (2.46)$$

$$v_{kb0} = (r_{fk} + pl_{fk})i_{fk} + e_{lk} + v_{l0} \quad (2.47)$$

$$i_{fk} = i_{lk} + \dot{i}_{fk} \quad (2.48)$$

$$pv_{cfk} = \frac{\dot{i}_{fk}}{C_{fk}} \quad (2.49)$$

$$e_{lk} = v_{cfk} + v_{nl} \quad (2.50)$$



(a)

Figura 2.6: Diagrama esquemático do conversor convencional trifásico com seis braços e um barramento CC.

onde as tensões v_{ka0} e v_{kb0} são as tensões de polo; v_{g0} é a tensão entre o neutro da rede e o ponto central do barramento CC; v_{l0} é a tensão entre o neutro da carga e o ponto central do barramento CC; i_{gk} são as correntes da rede trifásica; i'_{fk} são as correntes dos capacitores do filtro de saída; v_{cfk} são as tensões nos capacitores do filtro de saída; e a corrente i_{lk} é a corrente da carga.

2.4.2 Estratégia PWM

As tensões de polo v_{1a0} , v_{2a0} , v_{3a0} , v_{1b0} , v_{2b0} e v_{3b0} em função do estado das chaves são:

$$v_{1a0} = (2q_{1a} - 1) \frac{v_c}{2} \quad (2.51)$$

$$v_{2a0} = (2q_{2a} - 1) \frac{v_c}{2} \quad (2.52)$$

$$v_{3a0} = (2q_{3a} - 1) \frac{v_c}{2} \quad (2.53)$$

$$v_{1b0} = (2q_{1b} - 1) \frac{v_c}{2} \quad (2.54)$$

$$v_{2b0} = (2q_{2b} - 1) \frac{v_c}{2} \quad (2.55)$$

$$v_{3b0} = (2q_{3b} - 1) \frac{v_c}{2} \quad (2.56)$$

As tensões de referência v_{1a}^* , v_{2a}^* , v_{3a}^* , v_{1b}^* , v_{2b}^* , v_{3b}^* para o PWM são dadas pelas equações:

$$v_{1a}^* = v_{1a0}^* - v_{g0}^* \quad (2.57)$$

$$v_{2a}^* = v_{2a0}^* - v_{g0}^* \quad (2.58)$$

$$v_{3a}^* = v_{3a0}^* - v_{g0}^* \quad (2.59)$$

$$v_{1b}^* = v_{1b0}^* - v_{l0}^* \quad (2.60)$$

$$v_{2b}^* = v_{2b0}^* - v_{l0}^* \quad (2.61)$$

$$v_{3b}^* = v_{3b0}^* - v_{l0}^* \quad (2.62)$$

Os sinais de gatilho são obtidos através da comparação das tensões de polo de referência v_{1a0}^* , v_{2a0}^* , v_{3a0}^* , v_{1b0}^* , v_{2b0}^* e v_{3b0}^* com um sinal portadora PWM. Como forma de otimizar a utilização do

barramento CC, obtendo um certo controle sobre os valores que as tensões de polo de referência assumem, são inseridos dois sinais, um v_x^* e um v_y^* , nas equações das tensões de polo de referência.

$$v_x^* = \frac{1}{3}(v_{1a0}^* + v_{2a0}^* + v_{3a0}^*) \quad (2.63)$$

$$v_y^* = \frac{1}{3}(v_{1b0}^* + v_{2b0}^* + v_{3b0}^*). \quad (2.64)$$

A partir das equações (2.57)-(2.62) e da inserção de v_x^* e v_y^* , tem-se:

$$v_{1a0}^* = v_{1a}^* + v_x^* \quad (2.65)$$

$$v_{2a0}^* = v_{2a}^* + v_x^* \quad (2.66)$$

$$v_{3a0}^* = v_{3a}^* + v_x^* \quad (2.67)$$

$$v_{1b0}^* = v_{1b}^* + v_y^* \quad (2.68)$$

$$v_{2b0}^* = v_{2b}^* + v_y^* \quad (2.69)$$

$$v_{3b0}^* = v_{3b}^* + v_y^*. \quad (2.70)$$

As tensões de polo de referência dependem tanto das tensões v_{1a}^* , v_{2a}^* , v_{3a}^* , v_{1b}^* , v_{2b}^* e v_{3b}^* definidas pelos controladores quanto das tensões auxiliares v_x^* e v_y^* . As tensões auxiliares podem ser escolhidas de modo independente, desde que o limite máximo ($v_c^*/2$) e mínimo ($-v_c^*/2$) das tensões de polo sejam respeitados, como definido nas equações (2.18) - (2.21), onde v_c^* é a referência de tensão para o barramento CC do conversor, $v_{1\max}^* = \max \vartheta_1$, $v_{1\min}^* = \min \vartheta_1$, $v_{2\max}^* = \max \vartheta_2$, $v_{2\min}^* = \min \vartheta_2$, com $\vartheta_1 = \{v_{1a}^*, v_{2a}^*, v_{3a}^*\}$, $\vartheta_2 = \{v_{1b}^*, v_{2b}^*, v_{3b}^*\}$.

As tensões auxiliares podem ser escritas em função dos fatores de distribuição de roda livre, μ_x e μ_y , como mostrado nas equações (2.22) e (2.23), onde $0 \leq \mu_x \leq 1$ e $0 \leq \mu_y \leq 1$.

2.4.3 Estratégia de Controle

O diagrama de controle para o sistema T6 é apresentado na Figura 2.7. A estratégia de controle para esse sistema garante tensão da carga com amplitude e frequência constantes. O controle do fator de potência da rede trifásica permite a obtenção de correntes senoidais balanceadas no sistema trifásico, bem como a maximização do fator de potência de entrada e a regulação da tensão do barramento CC.

A partir do diagrama de controle, Figura 2.7, tem-se que a tensão, v_c , do barramento CC é regulada por um controlador do tipo PI convencional, representado pelo bloco R_c . Esse controlador determina a amplitude I_g^* das correntes desejadas na rede trifásica.

O controle do fator de potência é feito a partir de uma sincronização das correntes instantâneas de referência i_{g1}^* , i_{g2}^* e i_{g3}^* com as tensões da rede trifásica, e_{g1} , e_{g2} e e_{g3} . Essa sincronização está representada pelo bloco $GEN-i_{gk}$. Os controladores das correntes de entrada, representados pelos blocos R_{g1} e R_{g2} , são implementados utilizando controladores de dupla sequência modelados nas equações (2.24) - (2.26), com $m = 1a$ ou $2a$ e $j = g1$ ou $g2$.

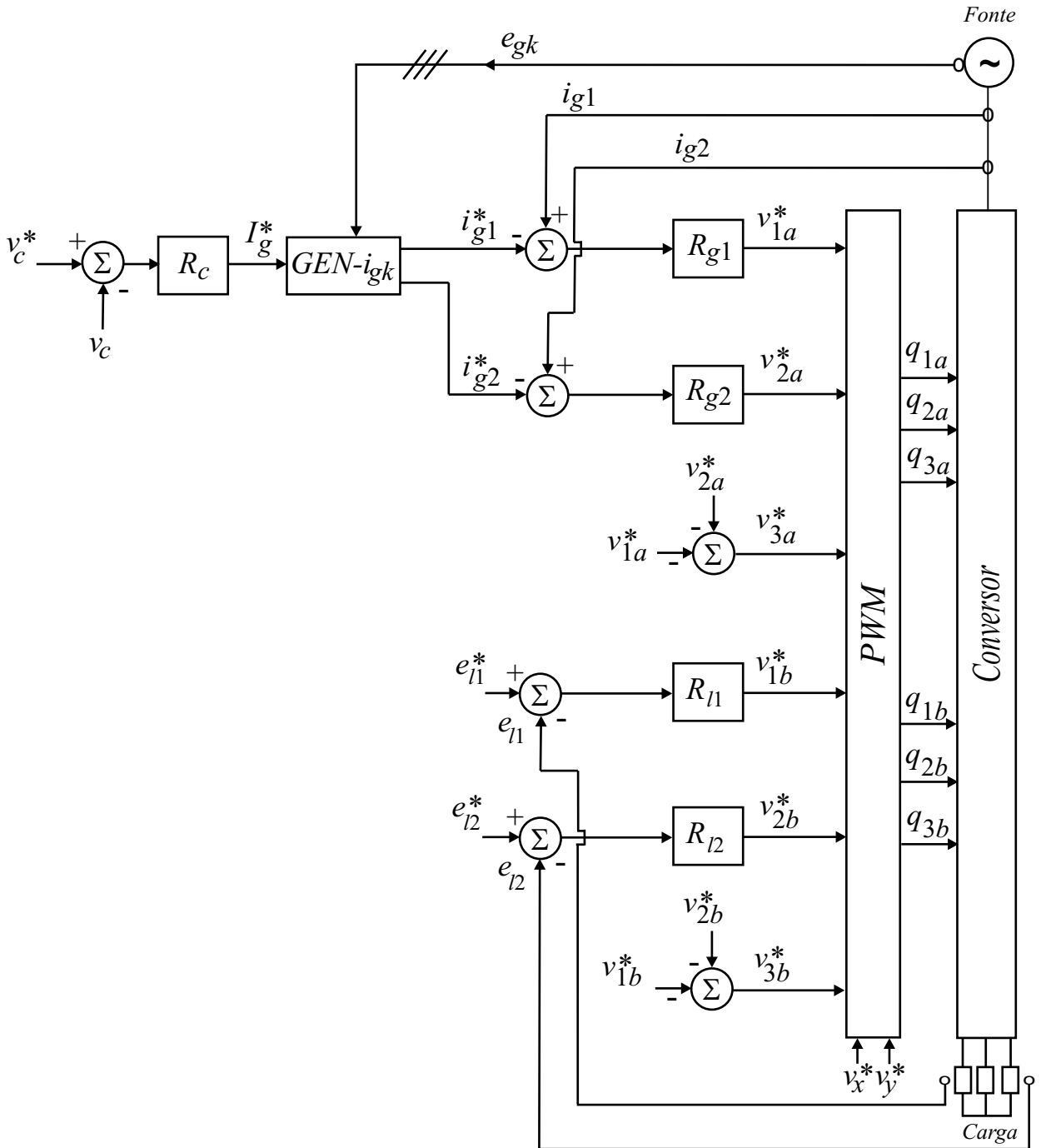


Figura 2.7: Diagrama de controle da topologia T6

Esses controladores definem as tensões de referência v_{1a}^* e v_{2a}^* . A tensão v_{3a}^* é dada pela equação (2.71), considerando o sistema equilibrado.

$$v_{3a}^* = -(v_{1a}^* + v_{2a}^*). \quad (2.71)$$

O controle da tensão na carga é realizado por dois controladores PI de dupla seqüência representados pelos blocos R_{l1} e R_{l2} . Na saída dos controladores são obtidas as tensões de referência v_{1b}^* e v_{2b}^* , a tensão v_{3b}^* é obtida considerando o sistema equilibrado, como sendo:

$$v_{3b}^* = -(v_{1b}^* + v_{2b}^*). \quad (2.72)$$

As tensões de referência v_{1a}^* , v_{2a}^* , v_{3a}^* , v_{1b}^* , v_{2b}^* e v_{3b}^* e as tensões auxiliares v_x^* e v_y^* são processadas pelo bloco *PWM* para o cálculo das tensões de polo de referência, definidas pelas equações (2.65)-(2.70). Essas tensões de polo de referência são comparadas com uma portadora *PWM* triangular de alta frequência a fim de gerar os sinais de gatilho das chaves do conversor *CA-CC-CA* apresentado.

2.5 Conclusão

Os conversores convencionais M4, M3 e T6 foram apresentados neste capítulo a partir dos seus modelos dinâmicos, estratégias *PWM* e estratégias de controle. No controle de cada uma das estruturas convencionais se observou a regulação da tensão do barramento *CC*, a regulação da tensão na carga e a maximização do fator de potência na entrada da rede. A partir das equações mostradas neste capítulo, as topologias convencionais são simuladas com o objetivo de se obter suas características de distorção harmônica, perdas nos capacitores do barramento *CC* e perdas nas chaves semicondutoras de potência, e por conseguinte estabelecer uma comparação com as topologias monofásicas série e trifásica.

Capítulo 3

Conversores CA-CC-CA Monofásicos com Dois Barramentos CC

3.1 Introdução

Neste capítulo são apresentadas as topologias monofásicas série constituídas de dois módulos monofásicos de três e/ou quatro braços. Do mesmo modo que no capítulo anterior, para cada uma das topologias é mostrado seu respectivo modelo dinâmico, sendo a partir deste, estabelecido uma estratégia *PWM* com o objetivo de determinar os momentos em que as chaves de potência ficam abertas ou fechadas. A estratégia de controle para esses conversores garante amplitude de tensão e frequência constantes nos terminais da carga. O controle do fator de potência da rede monofásica permite a obtenção de uma corrente senoidal em fase com a tensão de entrada, resultando numa maximização do fator de potência na entrada. O sistema opera dividindo a tensão total (definida como a soma das tensões dos barramentos *CC*) entre os dois conversores, bem como regulando as mesmas. Nas topologias M34 e M44 existe uma malha de controle adicional que foi proposta para minimizar os efeitos da corrente de circulação.

3.2 Conversor Monofásico com Seis Braços e Dois Barramentos CC (M33)

O conversor monofásico com seis braços e dois barramentos *CC* (M33) é formado por dois conversores de três braços, conectados em série (como pode ser observado na Figura 3.1), onde cada um dos conversores possui um braço compartilhado entre sua respectiva entrada e saída; uma carga monofásica; dois indutores de filtro: L_g no lado da rede e L_f no lado da carga; um capacitor de filtro C_f do lado da carga; e dois barramentos *CC*. O conversor 1 é formado pelas chaves q_{1a} , \bar{q}_{1a} , q_{1b} , \bar{q}_{1b} , q_{1c} e \bar{q}_{1c} , e o conversor 2 é formado pelas chaves q_{2a} , \bar{q}_{2a} , q_{2b} , \bar{q}_{2b} , q_{2c} e \bar{q}_{2c} .

3.2.1 Modelo do Sistema

O modelo da topologia M33 mostrado na Figura 3.1 é apresentado nesta seção. De maneira complementar, pode-se observar na Figura 3.2 os circuitos equivalentes de entrada e saída considerando os conversores como sendo fontes de tensões chaveadas.

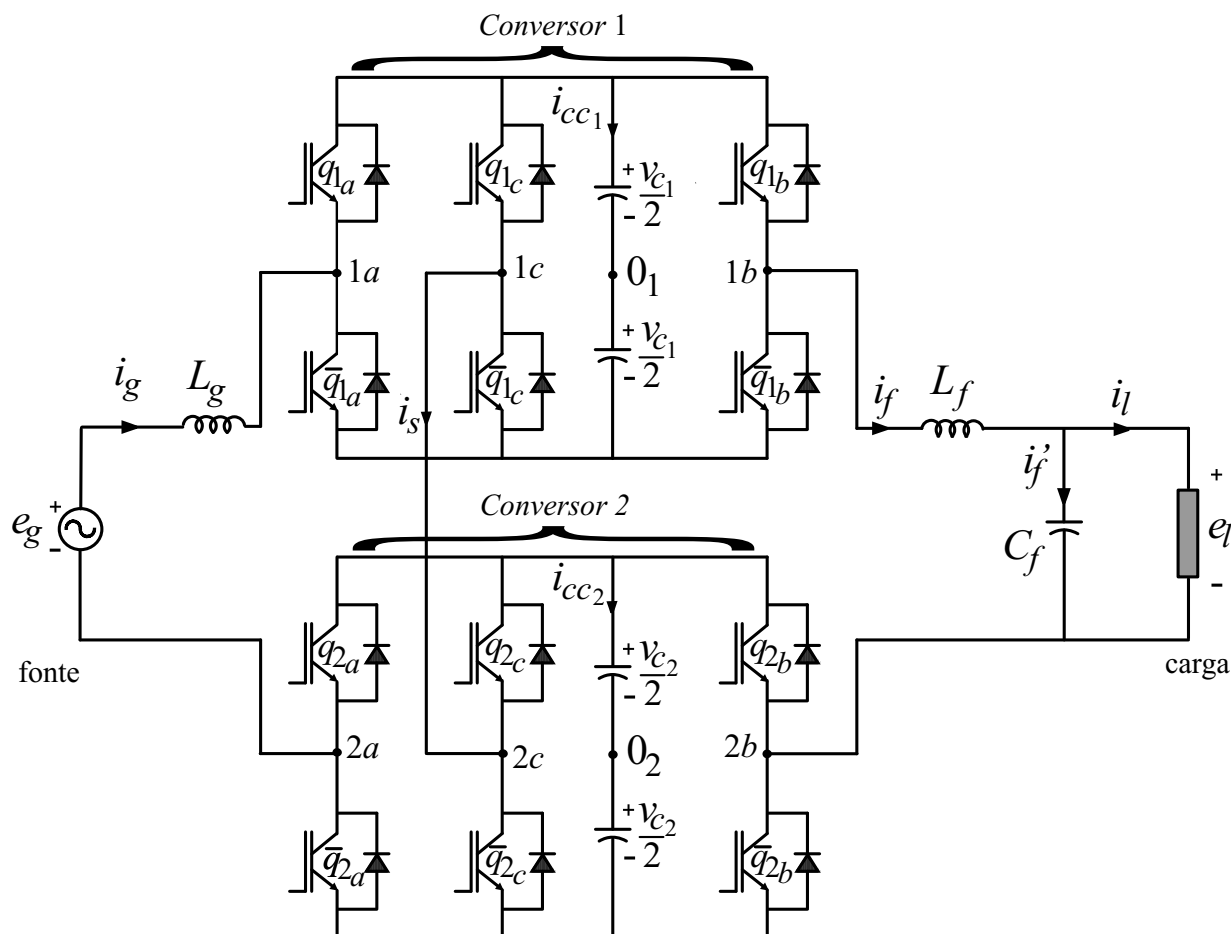


Figura 3.1: Diagrama esquemático do conversor monofásico com seis braços e dois barramentos CC.

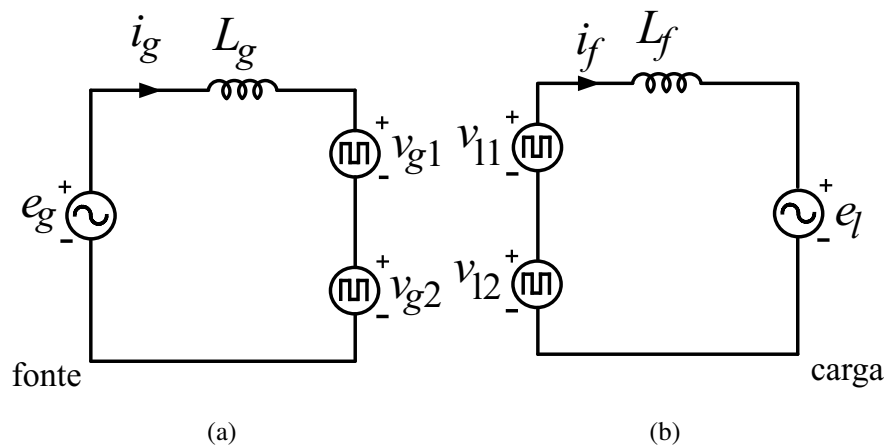


Figura 3.2: (a) Representação da entrada do sistema M33. (b) Representação da saída do sistema M33.

A partir da Figura 3.1 e da Figura 3.2, pode-se escrever as seguintes equações:

$$e_g = (r_g + pl_g)i_g + v_{g1} + v_{g2} \quad (3.1)$$

$$e_l = -(r_f + pl_f)i_f + v_{l1} + v_{l2} \quad (3.2)$$

$$i_s = i_g - i_f \quad (3.3)$$

$$i_f = i_l + i'_f \quad (3.4)$$

$$pv_{cf} = \frac{i'_f}{C_f} \quad (3.5)$$

$$v_{cf} = e_l \quad (3.6)$$

onde, $v_{g1} = v_{1ac}$ e $v_{g2} = -v_{2ac}$; $v_{l1} = v_{1bc}$ e $v_{l2} = -v_{2bc}$; $v_{1ac} = v_{1a0_1} - v_{1c0_1}$, $v_{2ac} = v_{2a0_2} - v_{2c0_2}$, $v_{1bc} = v_{1b0_1} - v_{1c0_1}$ e $v_{2bc} = v_{2b0_2} - v_{2c0_2}$; as tensões v_{1a0_1} , v_{1b0_1} e v_{1c0_1} são as tensões de polo do conversor 1; v_{2a0_2} , v_{2b0_2} e v_{2c0_2} são as tensões de polo do conversor 2; i_g é a corrente da rede monofásica; i_s é a corrente nos braços comuns dos conversores 1 e 2; i'_f é a corrente do capacitor de filtro de saída; v_{cf} é a tensão do capacitor do filtro de saída; e a corrente i_l é a corrente da carga.

3.2.2 Estratégia PWM

As tensões de polo v_{1a0_1} , v_{1b0_1} , v_{1c0_1} , v_{2a0_2} , v_{2b0_2} e v_{2c0_2} em função do estado das chaves são:

$$v_{1a0_1} = (2q_{1a} - 1) \frac{v_{c1}}{2} \quad (3.7)$$

$$v_{1b0_1} = (2q_{1b} - 1) \frac{v_{c1}}{2} \quad (3.8)$$

$$v_{1c0_1} = (2q_{1c} - 1) \frac{v_{c1}}{2} \quad (3.9)$$

$$v_{2a0_2} = (2q_{2a} - 1) \frac{v_{c2}}{2} \quad (3.10)$$

$$v_{2b0_2} = (2q_{2b} - 1) \frac{v_{c2}}{2} \quad (3.11)$$

$$v_{2c0_2} = (2q_{2c} - 1) \frac{v_{c2}}{2} \quad (3.12)$$

onde v_{c1} e v_{c2} são as tensões do barramento CC dos conversores 1 e 2, respectivamente; e q_{1a} , q_{1b} , q_{1c} , q_{2a} , q_{2b} e q_{2c} são os estados das chaves, definidos por variáveis binárias como explicado na subseção 2.2.2.

As tensões de referência v_{1ac}^* , v_{2ac}^* , v_{1bc}^* e v_{2bc}^* para o PWM são definidas em relação às tensões de polo como:

$$v_{1ac}^* = v_{1a0_1}^* - v_{1c0_1}^* \quad (3.13)$$

$$v_{2ac}^* = v_{2a0_2}^* - v_{2c0_2}^* \quad (3.14)$$

$$v_{1bc}^* = v_{1b0_1}^* - v_{1c0_1}^* \quad (3.15)$$

$$v_{2bc}^* = v_{2b0_2}^* - v_{2c0_2}^* \quad (3.16)$$

Os sinais de gatilho podem ser obtidos através da comparação das tensões de polo de referência $v_{1a0_1}^*$, $v_{1b0_1}^*$, $v_{1c0_1}^*$, $v_{2a0_2}^*$, $v_{2b0_2}^*$ e $v_{2c0_2}^*$ com uma portadora PWM de alta frequência. Como as

tensões de polo são em número de seis, também são necessárias seis equações para a determinação dos tempos dos pulsos *PWM*. As equações (3.13) - (3.16) fornecidas pelos controladores não são suficientes para determinação das equações referentes às seis tensões de polo de referência, desse modo, é necessário obter mais duas variáveis para a realização dos cálculos. As variáveis auxiliares podem ser definidas como:

$$v_x^* = v_{1c0_1}^* \quad (3.17)$$

$$v_y^* = v_{2c0_2}^* \quad (3.18)$$

A partir das equações (3.13) a (3.18), as tensões de polo de referência são dadas por:

$$v_{1a0_1}^* = v_{1ac}^* + v_x^* \quad (3.19)$$

$$v_{1b0_1}^* = v_{1bc}^* + v_x^* \quad (3.20)$$

$$v_{1c0_1}^* = v_x^* \quad (3.21)$$

$$v_{2a0_2}^* = v_{2ac}^* + v_y^* \quad (3.22)$$

$$v_{2b0_2}^* = v_{2bc}^* + v_y^* \quad (3.23)$$

$$v_{2c0_2}^* = v_y^* \quad (3.24)$$

As tensões de polo de referência dependem tanto das tensões v_{ac1}^* , v_{ac2}^* , v_{bc1}^* e v_{bc2}^* definidas pelos controladores quanto das tensões auxiliares v_x^* e v_y^* . As tensões auxiliares podem ser escolhidas de modo independente, desde que os limites máximos ($v_{c1}^*/2$, $v_{c2}^*/2$) e mínimos ($-v_{c1}^*/2$, $-v_{c2}^*/2$) das tensões de polo sejam respeitados, ou seja:

$$v_{x \max}^* = \frac{v_{c1}^*}{2} - v_{1 \max}^* \quad (3.25)$$

$$v_{x \min}^* = -\frac{v_{c1}^*}{2} - v_{1 \min}^* \quad (3.26)$$

$$v_{y \max}^* = \frac{v_{c2}^*}{2} - v_{2 \max}^* \quad (3.27)$$

$$v_{y \min}^* = -\frac{v_{c2}^*}{2} - v_{2 \min}^* \quad (3.28)$$

onde v_{c1}^* e v_{c2}^* são as referências de tensão para os barramentos *CC* dos conversores 1 e 2, respectivamente; $v_{1 \max}^* = \max(\vartheta_1)$, $v_{1 \min}^* = \min(\vartheta_1)$, $v_{2 \max}^* = \max(\vartheta_2)$ e $v_{2 \min}^* = \min(\vartheta_2)$ com $\vartheta_1 = \{v_{1ac}^*, v_{1bc}^*, 0\}$ e $\vartheta_2 = \{v_{2ac}^*, v_{2bc}^*, 0\}$.

As tensões auxiliares v_x^* e v_y^* podem ser escritas em função dos fatores de distribuição de roda livre, μ_x e μ_y , como mostrado nas equações (2.22) e (2.23), onde $0 \leq \mu_x \leq 1$ e $0 \leq \mu_y \leq 1$.

Convencionalmente, a comparação com as tensões de polo de referência é feita utilizando apenas um sinal de portadora *PWM*. Neste trabalho é aplicada a técnica de múltiplas portadoras *PWM* para a obtenção dos sinais de gatilho das chaves de potência. Para a topologia apresentada nesta seção, as tensões de polo de referência foram comparadas com uma, duas e quatro ondas triangulares de alta frequência, isto é, uma, duas e quatro portadoras *PWM* de amplitude e frequência constantes.

Quando duas portadoras *PWM* são utilizadas, uma é defasada de um ângulo $\theta_t = 180^\circ$ em relação à outra, de maneira que $\theta_{t1} = 0^\circ$ e $\theta_{t2} = 180^\circ$, onde θ_{t1} e θ_{t2} são, respectivamente, os ângulos das portadoras v_{t1} e v_{t2} . Neste cenário, a portadora v_{t1} é comparada com as tensões de polo de referência dos braços do conversor 1, $v_{1a0_1}^*$, $v_{1b0_1}^*$ e $v_{1c0_1}^*$, e a portadora v_{t2} é comparada com as tensões de polo de referência dos braços do conversor 2, $v_{2a0_2}^*$, $v_{2b0_2}^*$ e $v_{2c0_2}^*$.

Quando se utiliza quatro portadoras *PWM*, a defasagem entre elas deve ser de um ângulo $\theta_t = 90^\circ$, de modo que $\theta_{t1} = 0^\circ$, $\theta_{t2} = 180^\circ$, $\theta_{t3} = 90^\circ$ e $\theta_{t4} = 270^\circ$, onde θ_{t1} , θ_{t2} , θ_{t3} e θ_{t4} são, respectivamente, os ângulos das portadoras v_{t1} , v_{t2} , v_{t3} e v_{t4} . Para este caso, a portadora v_{t1} é comparada com as tensões de polo de referência $v_{1a0_1}^*$ e $v_{1b0_1}^*$, a portadora v_{t3} é comparada com a tensão de polo de referência do braço dividido do conversor 1, $v_{1c0_1}^*$; a portadora v_{t2} é comparada com a tensão de polo de referência do braço dividido do conversor 2, $v_{2c0_2}^*$; e a portadora v_{t4} é comparada com as tensões de polo de referência $v_{2a0_2}^*$ e $v_{2b0_2}^*$.

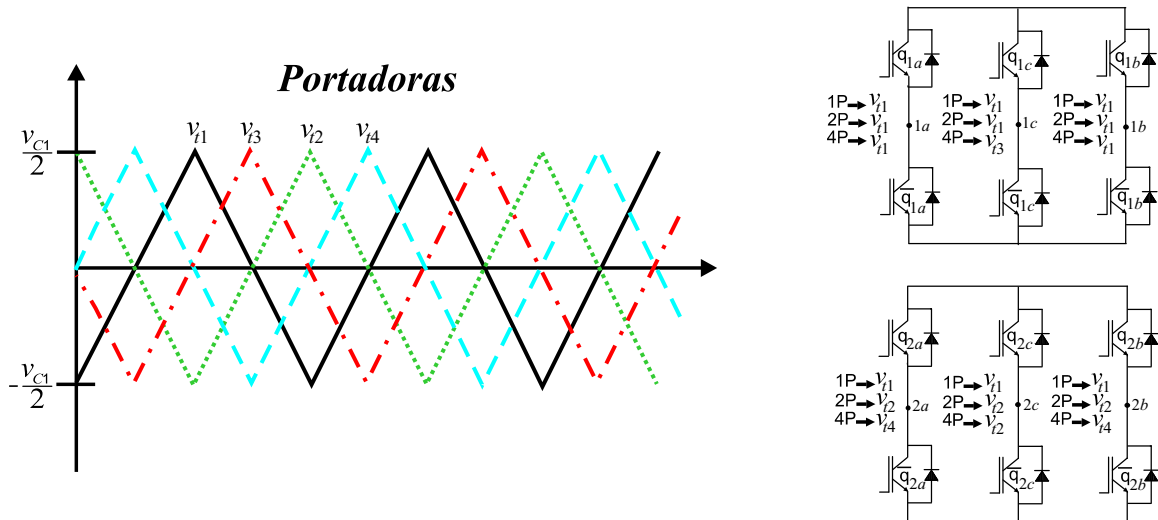


Figura 3.3: Utilização das portadoras *PWM* no conversor M33.

Na Figura 3.3 está ilustrada a utilização das múltiplas portadoras *PWM* para o conversor M33 a fim de facilitar o entendimento do método. A amplitude das portadoras varia entre $v_{c1}/2$ e $-v_{c1}/2$. Como o controle da tensão do barramento *CC* garante divisão da tensão total igualmente entre os dois conversores, a amplitude das triangulares poderia variar entre v_{c2} e $-v_{c2}/2$, pois em regime permanente e desprezando os efeitos da oscilação, $v_{c1} = v_{c2}$. As siglas *1P*, *2P* e *4P*, referem-se a utilização de, respectivamente, uma, duas e quatro portadoras *PWM*. Nas topologias que são utilizadas três e/ou seis portadoras *PWM*, a simbologia é, respectivamente, *3P* e *6P*.

3.2.3 Estratégia de Controle

No diagrama de controle, Figura 3.4, pode-se verificar que a tensão total $v_{c1} + v_{c2}$ dos barramentos *CC* é regulada por um controlador do tipo *PI* convencional, representado pelo bloco R_{ct} . Esse controlador determina a amplitude I_g^* da corrente de referência desejada na entrada da rede

monofásica. Adicionalmente, a tensão v_{c1} do capacitor do barramento CC do conversor 1 é regulada por um controlador também do tipo PI convencional, representado pelo bloco R_{c1} . Esse bloco fornece um fator, k_1 , que complementa a definição das tensões de referência v_{1ac}^* e v_{2ac}^* .

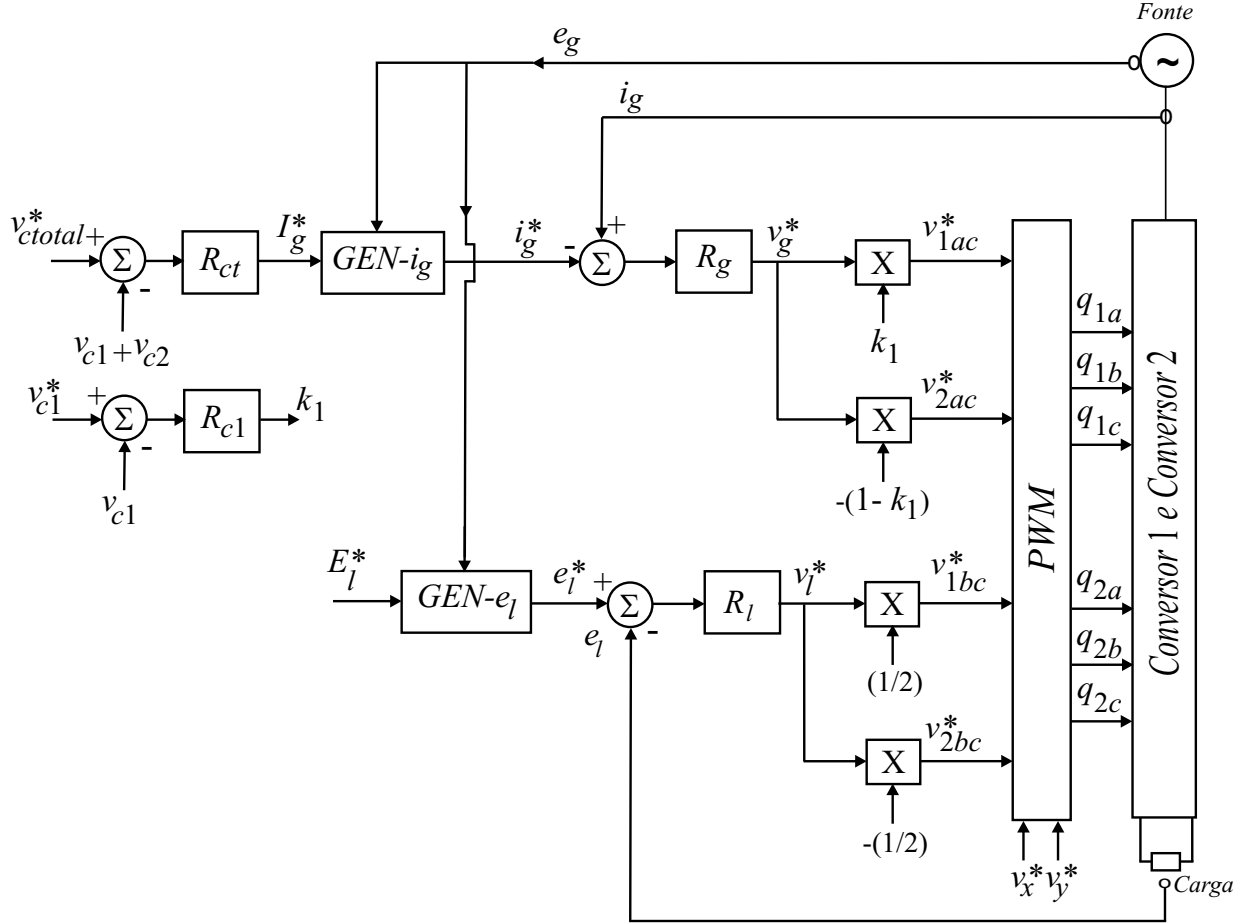


Figura 3.4: Diagrama de controle da topologia M33.

O controle do fator de potência da rede é realizado a partir de uma sincronização da corrente instantânea de referência i_g^* com a tensão da rede monofásica, e_g . Essa sincronização é representada pelo bloco $GEN-i_g$. O controlador da corrente de entrada, representado pelo bloco R_g , é implementado usando controlador de dupla sequência mostrado nas equações (2.24) - (2.26), com $j = g$ e $m = g$.

As tensões de referência v_{1ac}^* e v_{2ac}^* são dadas pela relação entre v_g^* e o fator k_1 , definidos pela regulação do barramento CC do conversor 1:

$$v_{1ac}^* = k_1 v_g^* \quad (3.29)$$

$$v_{2ac}^* = -(1 - k_1) v_g^* \quad (3.30)$$

O sinal negativo na equação (3.30) é necessário, pois a tensão de entrada é definida como $v_g = v_{g1} + v_{g2} = v_{1ac} - v_{2ac}$. O fator k_1 regula a divisão da tensão total dos barramentos CC entre os conversores 1 e 2, de maneira que, caso a tensão do barramento CC do conversor 1, v_{c1} , esteja abaixo do valor de referência, o erro positivo faz com que o valor de k_1 aumente, por conseguinte,

um maior valor de v_{1ac}^* e um menor valor de v_{2ac}^* são exigidos, fazendo com que a tensão aumente no barramento CC do conversor 1 e diminua no barramento CC do conversor 2. Desse modo, juntamente com o controle do barramento CC total que gera a amplitude da corrente de referência I_g^* , a regulação da tensão de barramento CC entre os conversores 1 e 2 garante a divisão da energia total de maneira igualitária.

O controle da tensão de saída é realizado por um controlador PI de dupla sequência representado pelo bloco R_l . O controlador é definido por (2.24) - (2.26), com $j = l$ e $m = l$. Na saída do controlador é obtida a tensão de referência v_l^* . As tensões de referência v_{1bc}^* , v_{2bc}^* são dadas em função do valor de v_l^* , para garantir a divisão da energia entre os dois conversores, observando que para cada conversor é aplicada metade da tensão de referência.

$$v_{1bc}^* = v_l^*/2 \quad (3.31)$$

$$v_{2bc}^* = -v_l^*/2. \quad (3.32)$$

O sinal negativo na equação (3.32) é necessário, pois a tensão de saída é definida como $v_l = v_{l1} + v_{l2} = v_{1bc} - v_{2bc}$.

As tensões de referências v_{1ac}^* , v_{2ac}^* , v_{1bc}^* , v_{2bc}^* e as tensões auxiliares v_x^* e v_y^* definidas pelas equações (3.17)-(3.18) são aplicadas ao bloco *PWM* para o cálculo das tensões de polo de referência definidas pelas equações (3.19) - (3.24). As tensões de polo de referência são comparadas com portadoras *PWM* triangulares de alta frequência a fim de gerar os sinais de gatilho das chaves do conversor CA-CC-CA apresentado.

3.3 Conversor Monofásico com Sete Braços e Dois Barramentos CC (M34)

O conversor monofásico com sete braços e dois barramentos CC (M34) é formado por dois conversores conectados em série, onde o conversor 1 possui três braços e o conversor 2 possui quatro braços, como pode ser observado na Figura 3.5. O conversor 1 possui um braço dividido entre entrada e saída, o conversor 2 possui um retificador e um inversor monofásicos em ponte completa; uma carga monofásica; três indutores de filtro: L_g no lado da rede, L_{g12} entre o conversor 1 e o conversor 2 e L_f no lado da carga; um capacitor de filtro C_f do lado da carga; e dois barramentos CC. O conversor 1 é formado pelas chaves q_{1a} , \bar{q}_{1a} , q_{1b} , \bar{q}_{1b} , q_{1c} e \bar{q}_{1c} , e o conversor 2 é formado pelas chaves q_{2a} , \bar{q}_{2a} , q_{2b} , \bar{q}_{2b} , q_{2c} , \bar{q}_{2c} , q_{2d} e \bar{q}_{2d} .

3.3.1 Modelo do Sistema

O modelo da topologia M34 mostrada na Figura 3.5 é apresentado nesta seção. Na Figura 3.6 são mostrados os circuitos equivalentes de entrada e saída considerando os conversores como sendo fontes de tensões chaveadas.

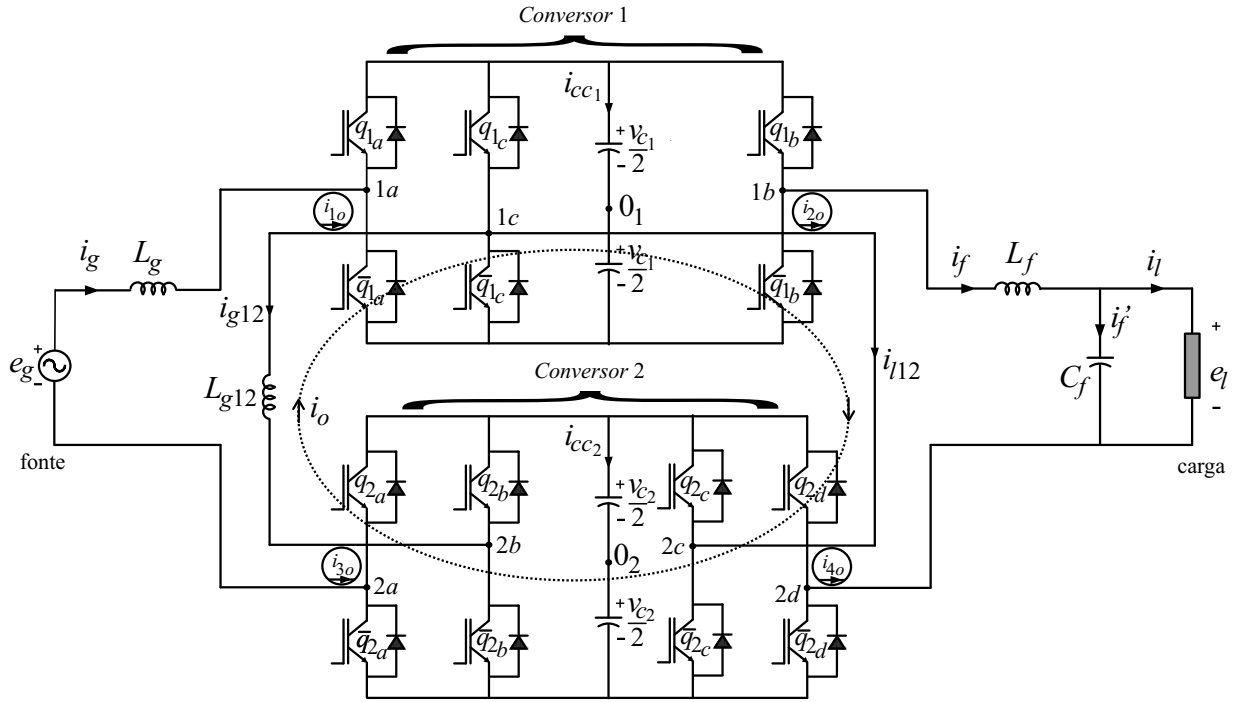


Figura 3.5: Diagrama esquemático do conversor monofásico com sete braços e dois barramentos CC.

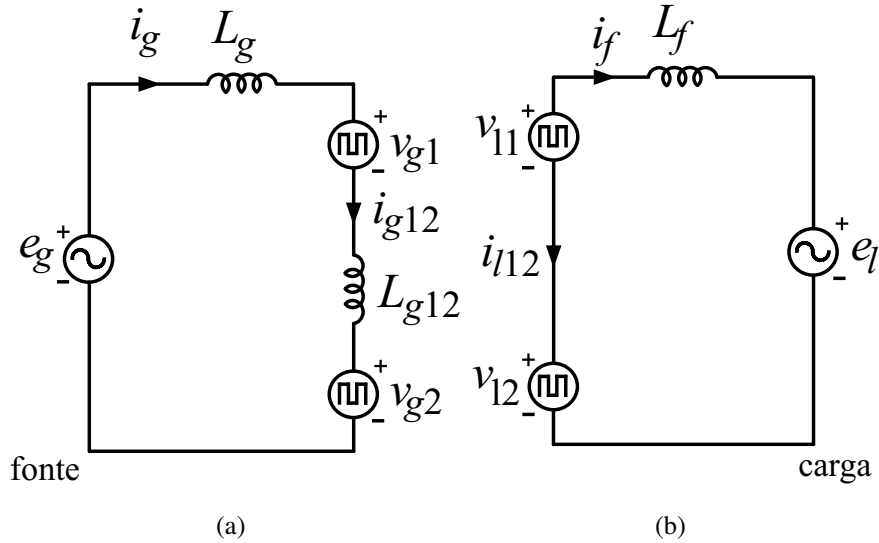


Figura 3.6: (a) Representação da entrada dos sistemas M34 e M44. (b) Representação da saída dos sistemas M34 e M44.

Observando a Figura 3.5 e a Figura 3.6, pode-se escrever as seguintes equações:

$$e_g = (r_g + pl_g)i_g + v_{g1} + (r_{g12} + pl_{g12})i_{g12} + v_{g2} \quad (3.33)$$

$$e_l = -(r_f + pl_f)i_f + v_{l1} + v_{l2} \quad (3.34)$$

$$i_{g12} = i_g - i_f - i_{l12} \quad (3.35)$$

$$i_f = i_l + i'_f \quad (3.36)$$

$$pv_{cf} = \frac{i'_f}{C_f} \quad (3.37)$$

$$v_{cf} = e_l \quad (3.38)$$

onde, $v_{g1} = v_{1ac}$ e $v_{g2} = -v_{2ab}$; $v_{l1} = v_{1bc}$ e $v_{l2} = v_{2cd}$; o índice $g12$ está relacionado com os parâmetros do elemento indutivo de conexão entre o conversor 1 e conversor 2; $v_{1ac} = v_{1a0_1} - v_{1c0_1}$, $v_{2ab} = v_{2a0_2} - v_{2b0_2}$, $v_{1bc} = v_{1b0_1} - v_{1c0_1}$ e $v_{2cd} = v_{2c0_2} - v_{2d0_2}$; as tensões v_{1a0_1} , v_{1b0_1} e v_{1c0_1} são as tensões de polo do conversor 1; v_{2a0_2} , v_{2b0_2} , v_{2c0_2} e v_{2d0_2} as tensões de polo do conversor 2; i_{g12} é a corrente entre os conversores 1 e 2 do lado da entrada; i_{l12} é a corrente entre os conversor 1 e 2 do lado da saída.

As tensões de entrada e saída são definidas como:

$$v_g = v_{g1} + v_{g2} \quad (3.39)$$

$$v_l = v_{l1} + v_{l2}. \quad (3.40)$$

Na conexão dos dois conversores em série sem o uso de transformadores, observa-se a formação de uma malha de circulação. As seguintes equações podem ser definidas:

$$e_g - v_l = (r_g + pl_g)i_g + v_{1ab} - v_{2ad} \quad (3.41)$$

$$0 = (r_{g12} + pl_{g12})i_{g12} + v_{2bc}. \quad (3.42)$$

Subtraindo (3.42) de (3.41), encontra-se a expressão da tensão de controle da malha de circulação, assim:

$$v_o = e_g - v_l - (r_g + pl_g)i_g + (r_{g12} + pl_{g12})i_{g12} \quad (3.43)$$

com $v_o = v_{1ab} - v_{2ad} - v_{2bc}$.

Idealmente, a corrente i_{g12} , deve ter o mesmo valor de i_g , assim como a corrente i_{l12} deve o mesmo valor de $-i_f$ (Figuras 3.5 e 3.6) para que o modelo do sistema fique com entrada e saída o mais desacoplado possível, facilitando o controle. Porém, devido à tensão da malha de circulação (entre os conversores 1 e 2), surgem correntes de circulação no sistema (considerando os sentidos mostrados na Figura 3.5), interferindo nos valores de i_{g12} e i_{l12} . Assim, as correntes de circulação podem ser definidas como as diferenças entre as correntes do lado de entrada do conversor, i_g e i_{g12} , e entre as correntes do lado de saída, i_f e i_{l12} :

$$i_{1o} = i_g - i_{g12} \quad (3.44)$$

$$i_{2o} = i_f + i_{l12} \quad (3.45)$$

$$i_{3o} = -i_{l12} - i_f \quad (3.46)$$

$$i_{4o} = i_{g12} - i_g. \quad (3.47)$$

Pela lei de Kirchhoff dos nós, pode-se definir uma única corrente de circulação:

$$i_o = i_{1o} = i_{2o} = -i_{3o} = -i_{4o}. \quad (3.48)$$

Introduzindo a corrente, i_o , definida na equação (3.48) nas equações (3.33)-(3.42), tem-se:

$$e_g = (r_g + pl_g)i_g + (r_{g12} + pl_{g12})i_{g12} + (r_{g12} + pl_{g12})i_o + v_g \quad (3.49)$$

$$e_l = -(r_f + pl_f)i_f + v_l \quad (3.50)$$

$$v_o = e_g - v_l + [(r_g + pl_g) - (r_{g12} + pl_{g12})]i_g - (r_{g12} + pl_{g12})i_o. \quad (3.51)$$

Na equação (3.51), percebe-se que a corrente de circulação possui duas componentes. Uma componente de alta frequência, resultante da ação de chaveamento representado por v_o . A outra é uma componente de baixa frequência, causada pelos desequilíbrios nos valores de indutância de filtro sendo representada pelos termos $[(r_{g12} + pl_{g12}) - (r_g + pl_g)]i_g$. A baixa frequência pode ser compensada pela ação do controlador, mas os termos de alta frequência não podem ser totalmente compensados. Considerando o sistema equilibrado, é possível fazer simplificações no modelo do sistema. Quando $r_{g12} = r_g$ e $l_{g12} = l_g$, as equações (3.49)-(3.51) são escritas como:

$$e_g = 2(r_g + pl_g)i_g + (r_g + pl_g)i_o + v_g \quad (3.52)$$

$$e_l = -(r_f + pl_f)i_f + v_l \quad (3.53)$$

$$v_o = e_g - v_l - (r_g + pl_g)i_o. \quad (3.54)$$

Na condição de regime permanente, ou seja, considerando que a corrente de circulação tem valor nulo na componente fundamental, o modelo do sistema se resume a:

$$e_g = 2(r_g + pl_g)i_g + v_g \quad (3.55)$$

$$e_l = -(r_f + pl_f)i_f + v_l \quad (3.56)$$

$$v_o = e_g - v_l. \quad (3.57)$$

Nas equações (3.55) e (3.56), tem-se o modelo das topologias convencionais M3 e M4 desde que sejam utilizados na topologia M34 metade dos valores de resistência e indutância de entrada utilizados nas topologias M3 e M4.

3.3.2 Estratégia PWM

As tensões de polo v_{1a0_1} , v_{1b0_1} , v_{1c0_1} , v_{2a0_2} , v_{2b0_2} , v_{2c0_2} e v_{2d0_2} são definidas por:

$$v_{1a0_1} = (2q_{1a} - 1)\frac{v_{c1}}{2} \quad (3.58)$$

$$v_{1b0_1} = (2q_{1b} - 1)\frac{v_{c1}}{2} \quad (3.59)$$

$$v_{1c0_1} = (2q_{1c} - 1)\frac{v_{c1}}{2} \quad (3.60)$$

$$v_{2a0_2} = (2q_{2a} - 1)\frac{v_{c2}}{2} \quad (3.61)$$

$$v_{2b0_2} = (2q_{2b} - 1)\frac{v_{c2}}{2} \quad (3.62)$$

$$v_{2c0_2} = (2q_{2c} - 1)\frac{v_{c2}}{2} \quad (3.63)$$

$$v_{2d0_2} = (2q_{2c} - 1)\frac{v_{c2}}{2}. \quad (3.64)$$

As tensões de referência v_{1ac}^* , v_{2ab}^* , v_{1bc}^* , v_{2cd}^* e v_o^* para o *PWM* são dadas em:

$$v_{1ac}^* = v_{1a0_1}^* - v_{1c0_1}^* \quad (3.65)$$

$$v_{2ab}^* = v_{2a0_2}^* - v_{2b0_2}^* \quad (3.66)$$

$$v_{1bc}^* = v_{1b0_1}^* - v_{1c0_1}^* \quad (3.67)$$

$$v_{2cd}^* = v_{2c0_2}^* - v_{2d0_2}^* \quad (3.68)$$

$$v_o^* = v_{1ab}^* - v_{2ad}^* - v_{2bc}^* \quad (3.69)$$

Os sinais de gatilho podem ser obtidos através da comparação das tensões de polo de referência $v_{1a0_1}^*$, $v_{1b0_1}^*$, $v_{1c0_1}^*$, $v_{2a0_2}^*$, $v_{2b0_2}^*$, $v_{2c0_2}^*$ e $v_{2d0_2}^*$ com uma portadora *PWM* de alta frequência. Como as tensões de polo são em número de sete, também são necessárias sete equações para a determinação das larguras dos pulsos *PWM*. As equações (3.65) - (3.69) fornecidas pelos controladores não são suficientes para determinação das equações referentes às sete tensões de polo de referência, faz-se necessário a definição de mais duas equações para a realização dos cálculos. Pode-se definir como:

$$v_x^* = v_{1c0_1}^* \quad (3.70)$$

$$v_y^* = v_{2d0_2}^* \quad (3.71)$$

Dessa maneira, a partir das equações (3.65) - (3.69), (3.70) e (3.71), as tensões de polo de referência são definidas por:

$$v_{1a0_1}^* = v_{1ac}^* + v_x^* \quad (3.72)$$

$$v_{1b0_1}^* = v_{1bc}^* + v_x^* \quad (3.73)$$

$$v_{1c0_1}^* = v_x^* \quad (3.74)$$

$$v_{2a0_2}^* = \frac{1}{2}v_{1ac}^* + \frac{1}{2}v_{2ab}^* - \frac{1}{2}v_{1bc}^* + \frac{1}{2}v_{2cd}^* - \frac{1}{2}v_o^* + v_y^* \quad (3.75)$$

$$v_{2b0_2}^* = \frac{1}{2}v_{1ac}^* - \frac{1}{2}v_{2ab}^* - \frac{1}{2}v_{1bc}^* + \frac{1}{2}v_{2cd}^* - \frac{1}{2}v_o^* + v_y^* \quad (3.76)$$

$$v_{2c0_2}^* = v_{2cd}^* + v_y^* \quad (3.77)$$

$$v_{2d0_2}^* = v_y^* \quad (3.78)$$

As tensões de polo de referência dependem tanto das tensões v_{1ac}^* , v_{2ab}^* , v_{1bc}^* , v_{2cd}^* e v_o^* definidas pelos controladores, quanto das tensões auxiliares v_x^* e v_y^* . As tensões auxiliares podem ser escolhidas de modo independente, desde que os limites máximos ($v_{c1}^*/2$, $v_{c2}^*/2$) e mínimos ($-v_{c1}^*/2$, $-v_{c2}^*/2$) das tensões de polo sejam respeitados como especificado nas equações (3.25) - (3.28), onde v_{c1}^* e v_{c2}^* são as referências de tensão para o barramento *CC* dos conversores 1 e 2; $v_{1\max}^* = \max(\vartheta_1)$, $v_{1\min}^* = \min(\vartheta_1)$, $v_{2\max}^* = \max(\vartheta_2)$, $v_{2\min}^* = \min(\vartheta_2)$ com $\vartheta_1 = \{v_{1ac}^*, v_{1bc}^*, 0\}$ e $\vartheta_2 = \{\frac{1}{2}v_{1ac}^* + \frac{1}{2}v_{2ab}^* - \frac{1}{2}v_{1bc}^* + \frac{1}{2}v_{2cd}^* - \frac{1}{2}v_o^*, \frac{1}{2}v_{1ac}^* - \frac{1}{2}v_{2ab}^* - \frac{1}{2}v_{1bc}^* + \frac{1}{2}v_{2cd}^* - \frac{1}{2}v_o^*, v_{2cd}^*, 0\}$.

As tensões auxiliares v_x^* e v_y^* podem ser escritas em função do fator de distribuição de roda livre, μ , como mostrado nas equações (2.22) e (2.23).

Para a topologia apresentada nesta seção, as tensões de polo de referência foram comparadas com uma, duas e quatro ondas triangulares de alta frequência. Quando duas portadoras *PWM* são

utilizadas, uma está defasada de um ângulo $\theta_t = 180^\circ$ em relação à outra, de maneira que $\theta_{t1} = 0^\circ$ e $\theta_{t2} = 180^\circ$, onde θ_{t1} e θ_{t2} são, respectivamente, os ângulos das portadoras v_{t1} e v_{t2} . Neste caso, a portadora v_{t1} é comparada com as tensões de polo de referência dos braços do conversor 1, $v_{1a0_1}^*$, $v_{1b0_1}^*$ e $v_{1c0_1}^*$, e a portadora v_{t2} é comparada com as tensões de polo de referência dos braços do conversor 2, $v_{2a0_2}^*$, $v_{2b0_2}^*$, $v_{2c0_2}^*$ e $v_{2d0_2}^*$.

Quando se utiliza quatro portadoras *PWM*, a defasagem entre elas deve ser de um ângulo $\theta_t = 90^\circ$, de modo que $\theta_{t1} = 0^\circ$, $\theta_{t2} = 180^\circ$, $\theta_{t3} = 90^\circ$ e $\theta_{t4} = 270^\circ$, onde θ_{t1} , θ_{t2} , θ_{t3} e θ_{t4} são, respectivamente, os ângulos das portadoras v_{t1} , v_{t2} , v_{t3} e v_{t4} .

Para este caso, a portadora v_{t1} é comparada com as tensões de polo de referência $v_{1a0_1}^*$ e $v_{1b0_1}^*$, a portadora v_{t3} é comparada com a tensão de polo de referência do braço dividido do conversor 1, $v_{1c0_1}^*$; a portadora v_{t2} é comparada com as tensões de polo de referência $v_{2b0_2}^*$ e $v_{2c0_2}^*$ do conversor 2; e a portadora v_{t4} é comparada com as tensões de polo de referência $v_{2a0_2}^*$ e $v_{2d0_2}^*$ do conversor 2.

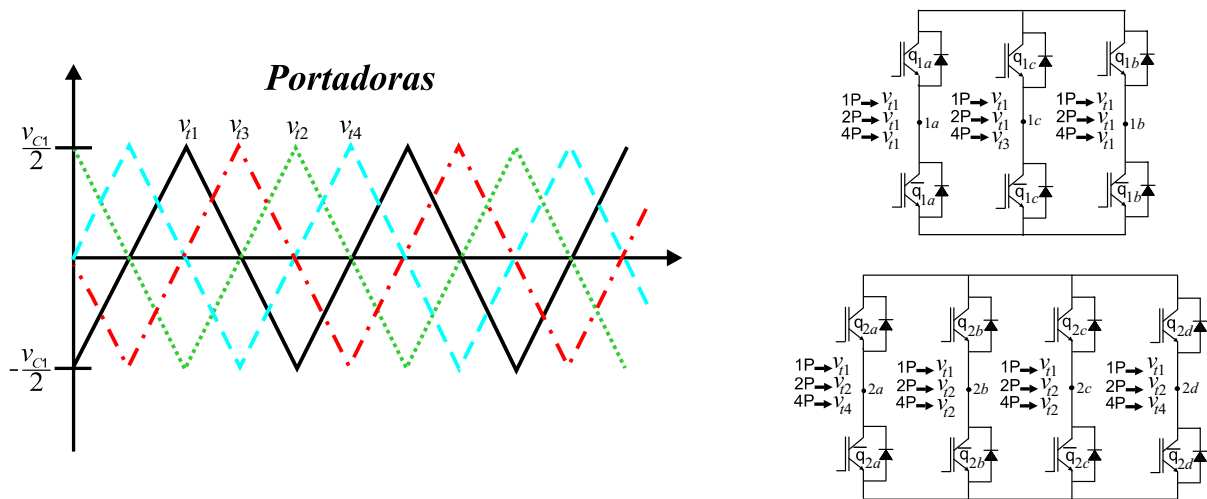


Figura 3.7: Utilização das portadoras *PWM* no conversor M34.

Na Figura 3.7 está ilustrada a utilização das múltiplas portadoras para o conversor M34 a fim de facilitar o entendimento do método. As considerações feitas sobre a amplitude das triangulares para o conversor M33 valem para o conversor M34.

3.3.3 Estratégia de Controle

A partir do diagrama de controle, Figura 3.8, tem-se que a tensão total $v_{c1} + v_{c2}$ dos barramentos *CC* é regulada por um controlador do tipo *PI* convencional, representado pelo bloco R_{ct} . Esse controlador determina a amplitude I_g^* da corrente de referência desejada na entrada da rede monofásica. A tensão v_{c1} do capacitor do barramento *CC* do conversor 1 é regulada por um controlador também do tipo *PI* convencional, representado pelo bloco R_{c1} . Esse bloco fornece um fator, k_1 ($0 \leq k_1 \leq 1$), que complementa a definição das tensões de referência v_{1ac}^* e v_{2ab}^* nas equações (3.79) e (3.80).

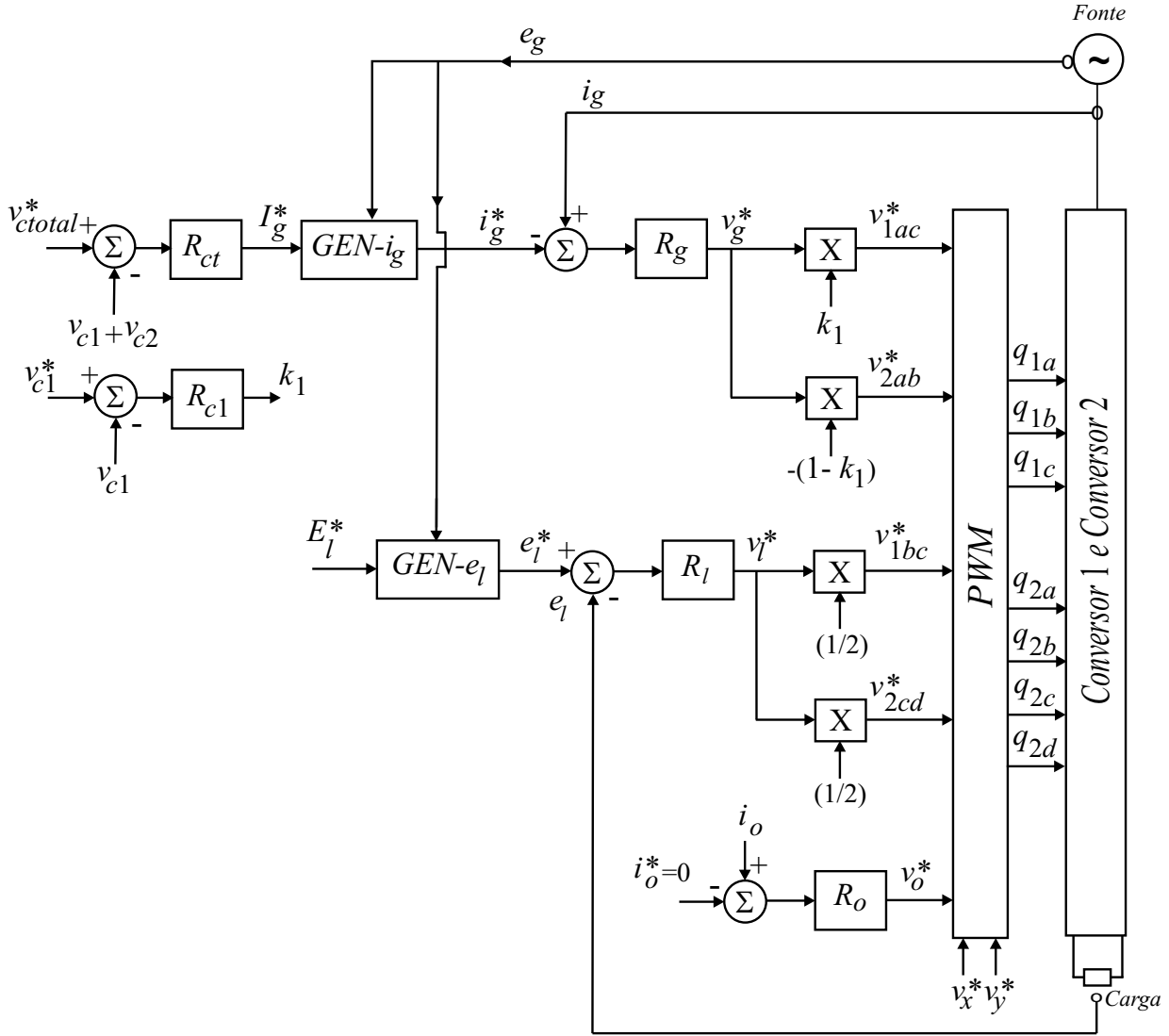


Figura 3.8: Diagrama de controle da topologia M34.

O controle do fator de potência da rede é feito a partir de uma sincronização da corrente instantânea de referência i_g^* com a tensão da rede monofásica, e_g . Essa sincronização é representada pelo bloco $GEN-i_g$. O controlador representado pelo bloco R_g , da corrente de entrada é implementado usando controlador de dupla sequência mostrado nas equações (2.24) - (2.26), com $j = g$ e $m = g$. Esse controlador define a tensão de referência v_g^* .

As tensões de referência v_{1ac}^* , v_{2ab}^* são dadas pela relação entre v_g^* e o fator k_1 , definidos pela regulação do barramento CC do conversor 1:

$$v_{1ac}^* = k_1 v_g^* \quad (3.79)$$

$$v_{2ab}^* = -(1 - k_1) v_g^*. \quad (3.80)$$

O sinal negativo na equação (3.80) é necessário, pois a tensão de entrada é definida como $v_g = v_{1ac} - v_{2ab}$. O fator k_1 regula a divisão da tensão total dos barramentos CC entre os conversores 1 e 2, como detalhado na subseção (3.2.3).

O controle da tensão de saída é realizado por um controlador PI de dupla sequência representado pelo bloco R_l , (2.24)-(2.26), com $j = l$ e $m = l$. Na saída do controlador é obtida a tensão de referência v_l^* . As tensões de referência v_{1bc}^* , v_{2cd}^* são dadas em função do valor de v_l^* , para garantir a divisão da energia entre os dois conversores, em cada conversor é aplicada metade da tensão de referência.

$$v_{1bc}^* = v_l^*/2 \quad (3.81)$$

$$v_{2cd}^* = -v_l^*/2 \quad (3.82)$$

O sinal negativo na equação (3.82) é necessário, pois a tensão de saída é definida como $v_l = v_{1bc} - v_{2cd}$.

O controle da corrente de circulação, definida na equação (3.48), é realizado por um controlador PI de dupla sequência representado pelo bloco R_o , (2.24) - (2.26), com $j = o$ e $m = o$. Na saída do controlador é obtida a tensão de referência do controle da corrente de circulação, v_o^* .

As tensões de referências v_{1ac}^* , v_{2ab}^* , v_{1bc}^* , v_{2cd}^* , v_o^* e as tensões auxiliares v_x^* e v_y^* definidas pelas equações (2.22) e (2.23) são aplicadas ao bloco *PWM* para o cálculo das tensões de polo de referência, definidas pelas equações (3.72)-(3.78). As tensões de polo de referência são comparadas com portadoras *PWM* triangulares de alta frequência a fim de gerar os sinais de gatilho das chaves do conversor *CA-CC-CA* proposto.

3.4 Conversor Monofásico com Oito Braços e Dois Barramentos CC (M44)

O conversor monofásico com oito braços e dois barramentos *CC* (M44) é formado por dois conversores conectados em série, cada conversor possui quatro braços como pode ser observado na Figura 3.9. A topologia possui também: uma carga monofásica; três indutores de filtro: L_g no lado da rede, L_{g12} entre o retificador do conversor 1 e o retificador do conversor 2 e L_f no lado da carga; um capacitor de filtro C_f do lado da carga; e dois barramentos *CC*. O conversor 1 é formado pelas chaves q_{1a} , \bar{q}_{1a} , q_{1b} , \bar{q}_{1b} , q_{1c} , \bar{q}_{1c} , q_{1d} e \bar{q}_{1d} , e o conversor 2 é formado pelas chaves q_{2a} , \bar{q}_{2a} , q_{2b} , \bar{q}_{2b} , q_{2c} , \bar{q}_{2c} , q_{2d} e \bar{q}_{2d} .

3.4.1 Modelo do Sistema

O modelo da topologia M44 mostrado na Figura 3.9 é apresentado nesta seção. Os circuitos equivalentes de entrada e saída considerando os conversores como sendo fontes de tensões chaveadas são os mesmos que os da topologia M34, podendo ser observados na Figura 3.6.

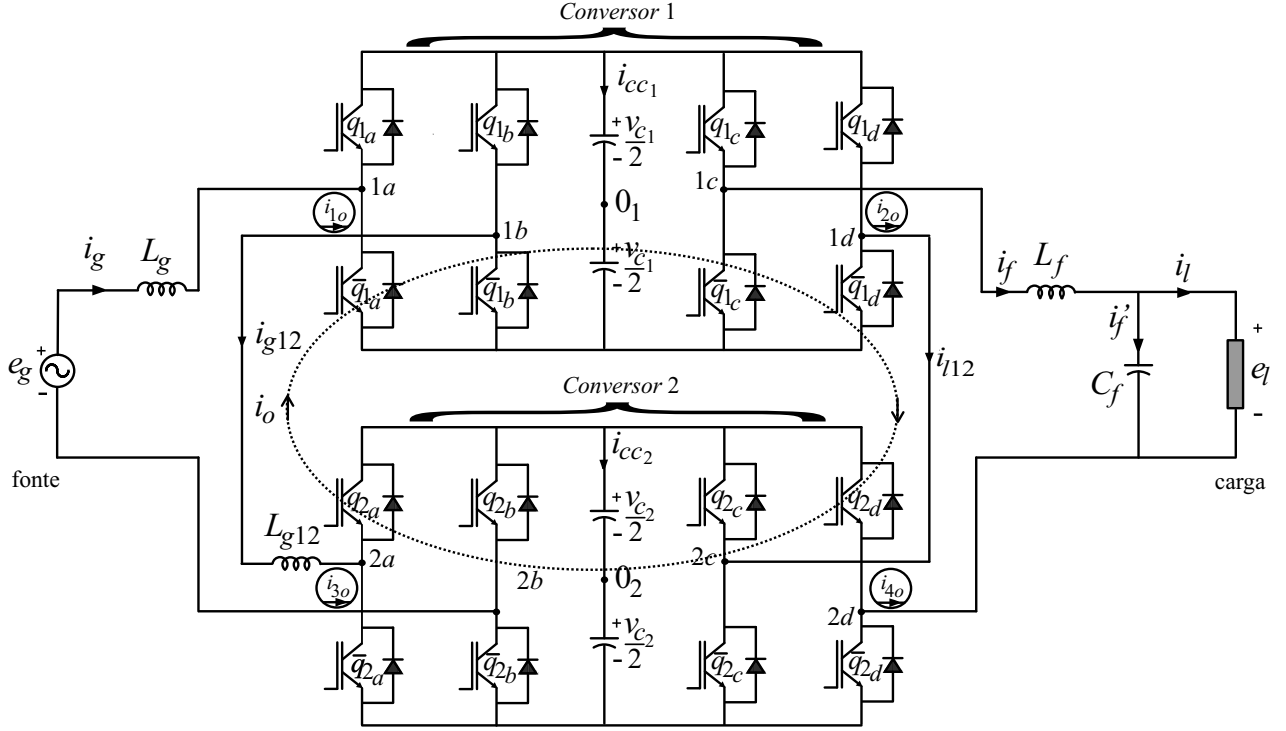


Figura 3.9: Diagrama esquemático do conversor monofásico com oito braços e dois barramentos CC.

Observando a Figura 3.9 e a Figura 3.6, pode-se escrever as seguintes equações:

$$e_g = (r_g + pl_g)i_g + v_{g1} + (r_{g12} + pl_{g12})i_{g12} + v_{g2} \quad (3.83)$$

$$e_l = -(r_f + pl_f)i_f + v_{l1} + v_{l2} \quad (3.84)$$

$$i_{g12} = i_g - i_f - i_{l12} \quad (3.85)$$

$$i_f = i_l + i'_f \quad (3.86)$$

$$pv_{cf} = \frac{i'_f}{C_f} \quad (3.87)$$

$$v_{cf} = e_l \quad (3.88)$$

onde $v_{g1} = v_{1ab}$ e $v_{g2} = v_{2ab}$; $v_{l1} = v_{1cd}$ e $v_{l2} = v_{2cd}$; $v_{1ab} = v_{1a0_1} - v_{1b0_1}$, $v_{2ab} = v_{2a0_2} - v_{2b0_2}$, $v_{1cd} = v_{1c0_1} - v_{1d0_1}$ e $v_{2cd} = v_{2c0_2} - v_{2d0_2}$; as tensões v_{1a0_1} , v_{1b0_1} , v_{1c0_1} e v_{1d0_1} são as tensões de polo do conversor 1; v_{2a0_2} , v_{2b0_2} , v_{2c0_2} e v_{2d0_2} são as tensões de polo do conversor 2; i_{g12} é a corrente entre os conversores 1 e 2 do lado da entrada; i_{l12} é a corrente entre os conversores 1 e 2 do lado da saída.

As tensões de entrada e saída são definidas nas equações (3.39) e (3.40).

Com a conexão dos dois conversores em série sem o uso de transformadores, na topologia M44, tem-se a formação de uma malha de circulação. Desse modo, as seguinte equações podem ser definidas:

$$e_g - v_l = (r_g + pl_g)i_g + v_{1ac} - v_{2bd} \quad (3.89)$$

$$0 = (r_{g12} + pl_{g12})i_{g12} + v_{2ac} - v_{1bd}. \quad (3.90)$$

Fazendo a subtração entre (3.89) e (3.90), encontra-se a expressão da tensão de controle da malha de circulação, assim:

$$v_o = e_g - v_l - (r_g + pl_g)i_g + (r_{g12} + pl_{g12})i_{g12} \quad (3.91)$$

com $v_o = v_{1ac} + v_{1bd} - v_{2bd} - v_{2ac}$.

Idealmente, a corrente i_{g12} deve ter o mesmo valor de i_g , assim como a corrente i_{l12} deve ter o mesmo valor de $-i_f$ (Figuras 3.6 e 3.9) para que o modelo do sistema fique com entrada e saída o mais desacoplado possível, facilitando o controle. Porém, devido à tensão da malha de circulação (entre os conversores 1 e 2), surgem correntes de circulação no sistema (considerando os sentidos mostrados na Figura 3.9), interferindo nos valores de i_{g12} e i_{l12} . Assim, as correntes de circulação podem ser definidas como as diferenças entre as correntes do lado de entrada do conversor, i_g e i_{g12} , e entre as correntes do lado de saída, i_f e i_{l12} :

$$i_{1o} = i_g - i_{g12} \quad (3.92)$$

$$i_{2o} = i_f + i_{l12} \quad (3.93)$$

$$i_{3o} = -i_{l12} - i_f \quad (3.94)$$

$$i_{4o} = i_{g12} - i_g. \quad (3.95)$$

Pela lei de Kirchhoff dos nós, pode-se definir uma única corrente de circulação:

$$i_o = i_{1o} = i_{2o} = -i_{3o} = -i_{4o}. \quad (3.96)$$

Introduzindo a corrente, i_o , definido pela equação (3.96), nas equações (3.83)-(3.90), tem-se:

$$e_g = (r_g + pl_g)i_g + (r_{g12} + pl_{g12})i_g + (r_{g12} + pl_{g12})i_o + v_g \quad (3.97)$$

$$e_l = -(r_f + pl_f)i_f + v_l \quad (3.98)$$

$$v_o = e_g - v_l + [(r_g + pl_g) - (r_{g12} + pl_{g12})]i_g - (r_{g12} + pl_{g12})i_o. \quad (3.99)$$

Considerando o sistema equilibrado, é possível fazer simplificações no modelo do sistema. Fazendo os valores de resistências e indutâncias $r_{g12} = r_g$ e $l_{g12} = l_{g1}$, as equações (3.97)-(3.99) são escritas como:

$$e_g = 2(r_g + pl_g)i_g + (r_g + pl_g)i_o + v_g \quad (3.100)$$

$$e_l = -(r_f + pl_f)i_f + v_l \quad (3.101)$$

$$v_o = e_g - v_l - (r_g + pl_g)i_o. \quad (3.102)$$

Na condição de regime permanente, ou seja, considerando que a corrente de circulação tem valor nulo na componente fundamental, o modelo do sistema se resume a:

$$e_g = 2(r_g + pl_g)i_g + v_g \quad (3.103)$$

$$e_l = -(r_f + pl_f)i_f + v_l \quad (3.104)$$

$$v_o = e_g - v_l. \quad (3.105)$$

Nas equações (3.103) e (3.104), tem-se o modelo das topologias convencionais M3 e M4 desde que sejam utilizados na topologia M44 metade dos valores de resistência e indutância de entrada utilizados nas topologias M3 e M4.

3.4.2 Estratégia PWM

As tensões de polo v_{1a0_1} , v_{1b0_1} , v_{1c0_1} , v_{1d0_1} , v_{2a0_2} , v_{2b0_2} , v_{2c0_2} e v_{2d0_2} são definidas por:

$$v_{1a0_1} = (2q_{1a} - 1) \frac{v_{c1}}{2} \quad (3.106)$$

$$v_{1b0_1} = (2q_{1b} - 1) \frac{v_{c1}}{2} \quad (3.107)$$

$$v_{1c0_1} = (2q_{1c} - 1) \frac{v_{c1}}{2} \quad (3.108)$$

$$v_{1d0_1} = (2q_{1d} - 1) \frac{v_{c1}}{2} \quad (3.109)$$

$$v_{2a0_2} = (2q_{2a} - 1) \frac{v_{c2}}{2} \quad (3.110)$$

$$v_{2b0_2} = (2q_{2b} - 1) \frac{v_{c2}}{2} \quad (3.111)$$

$$v_{2c0_2} = (2q_{2c} - 1) \frac{v_{c2}}{2} \quad (3.112)$$

$$v_{2d0_2} = (2q_{2c} - 1) \frac{v_{c2}}{2}. \quad (3.113)$$

As tensões de referência v_{1ab}^* , v_{2ab}^* , v_{1cd}^* , v_{2cd}^* e v_o^* para o PWM são dadas nas equações:

$$v_{1ab}^* = v_{1a0_1}^* - v_{1b0_1}^* \quad (3.114)$$

$$v_{2ab}^* = v_{2a0_2}^* - v_{2b0_2}^* \quad (3.115)$$

$$v_{1cd}^* = v_{1c0_1}^* - v_{1d0_1}^* \quad (3.116)$$

$$v_{2cd}^* = v_{2c0_2}^* - v_{2d0_2}^* \quad (3.117)$$

$$v_o^* = v_{1ac}^* + v_{1bd}^* - v_{2bd}^* - v_{2ac}^*. \quad (3.118)$$

Os sinais de gatilho podem ser obtidos através da comparação das tensões de polo de referência $v_{1a0_1}^*$, $v_{1b0_1}^*$, $v_{1c0_1}^*$, $v_{1d0_1}^*$, $v_{2a0_2}^*$, $v_{2b0_2}^*$, $v_{2c0_2}^*$ e $v_{2d0_2}^*$ com uma portadora PWM de alta frequência. Como as tensões de polo são em número de oito, também são necessárias oito equações para a determinação da largura dos pulsos PWM. As equações (3.114) - (3.118) fornecidas pelos controladores não são suficientes para determinação das equações referentes às oito tensões de polo de referência, é necessário obter de mais três variáveis para a realização definição das tensões de pólo em relação às saídas dos controlares. Essas três variáveis podem ser definidas como:

$$v_x^* = v_{1b0_1}^* \quad (3.119)$$

$$v_y^* = v_{1d0_1}^* \quad (3.120)$$

$$v_z^* = v_{2d0_2}^*. \quad (3.121)$$

Desse modo, a partir das equações (3.114) - (3.118) e (3.119) a (3.121), as tensões de polo de referência são definidas por:

$$v_{1a0_1}^* = v_{1ab}^* + v_x^* \quad (3.122)$$

$$v_{1b0_1}^* = v_x^* \quad (3.123)$$

$$v_{1c0_1}^* = v_{1cd}^* + v_y^* \quad (3.124)$$

$$v_{1d0_1}^* = v_y^* \quad (3.125)$$

$$v_{2a0_2}^* = \frac{1}{2}v_{1ab}^* + \frac{1}{2}v_{2ab}^* - \frac{1}{2}v_{1cd}^* + \frac{1}{2}v_{2cd}^* - \frac{1}{2}v_o^* + v_x^* - v_y^* + v_z^* \quad (3.126)$$

$$v_{2b0_2}^* = \frac{1}{2}v_{1ab}^* - \frac{1}{2}v_{2ab}^* - \frac{1}{2}v_{1cd}^* + \frac{1}{2}v_{2cd}^* - \frac{1}{2}v_o^* + v_x^* - v_y^* + v_z^* \quad (3.127)$$

$$v_{2c0_2}^* = v_{2cd}^* + v_z^* \quad (3.128)$$

$$v_{2d0_2}^* = v_z^*. \quad (3.129)$$

As tensões de polo de referência dependem tanto das tensões v_{1ab}^* , v_{2ab}^* , v_{1cd}^* , v_{2cd}^* e v_o^* definidas pelos controladores, quanto das tensões auxiliares v_x^* , v_y^* e v_z^* . As tensões auxiliares podem ser escolhidas de modo independente, desde que os limites máximos ($v_{c1}^*/2$, $v_{c2}^*/2$) e mínimos ($-v_{c1}^*/2$, $-v_{c2}^*/2$) das tensões de polo sejam respeitados, ou seja:

$$v_{x \max}^* = \frac{v_{c1}^*}{2} - v_{1 \max}^* \quad (3.130)$$

$$v_{x \min}^* = \frac{v_{c1}^*}{2} - v_{1 \min}^* \quad (3.131)$$

$$v_{y \max}^* = \frac{v_{c1}^*}{2} - v_{2 \max}^* \quad (3.132)$$

$$v_{y \min}^* = \frac{v_{c1}^*}{2} - v_{2 \min}^* \quad (3.133)$$

$$v_{z \max}^* = \frac{v_{c2}^*}{2} - v_{3 \max}^* \quad (3.134)$$

$$v_{z \min}^* = \frac{v_{c2}^*}{2} - v_{3 \min}^* \quad (3.135)$$

onde v_{c1}^* e v_{c2}^* são as referências de tensão para os barramentos CC dos conversores 1 e 2, respectivamente; $v_{1 \max}^* = \max(\vartheta_1)$, $v_{1 \min}^* = \min(\vartheta_1)$, $v_{2 \max}^* = \max(\vartheta_2)$, $v_{2 \min}^* = \min(\vartheta_2)$, $v_{3 \max}^* = \max(\vartheta_3)$, $v_{3 \min}^* = \min(\vartheta_3)$ com $\vartheta_1 = \{v_{1ab}^*, 0\}$, $\vartheta_2 = \{v_{1cd}^*, 0\}$ e $\vartheta_3 = \{\frac{1}{2}v_{1ab}^* + \frac{1}{2}v_{2ab}^* - \frac{1}{2}v_{1cd}^* + \frac{1}{2}v_{2cd}^* - \frac{1}{2}v_o^* + v_x^* - v_y^*, \frac{1}{2}v_{1ab}^* - \frac{1}{2}v_{2ab}^* - \frac{1}{2}v_{1cd}^* + \frac{1}{2}v_{2cd}^* - \frac{1}{2}v_o^* + v_x^* - v_y^*, v_{2cd}^*, 0\}$

As tensões auxiliares v_x^* , v_y^* e v_z^* podem ser escritas em função do fator de distribuição de roda livre, μ_x , μ_y e μ_z :

$$v_x^* = \mu_x v_{x \max}^* + (1 - \mu_x) v_{x \min}^* \quad (3.136)$$

$$v_y^* = \mu_y v_{y \max}^* + (1 - \mu_y) v_{y \min}^* \quad (3.137)$$

$$v_z^* = \mu_z v_{z \max}^* + (1 - \mu_z) v_{z \min}^*. \quad (3.138)$$

Para a topologia apresentada nesta seção, as tensões de polo de referência foram comparadas com uma, duas e quatro ondas triangulares de alta frequência. Quando duas portadoras *PWM* são

utilizadas, uma é defasada de um ângulo $\theta_t = 180^\circ$ em relação à outra, de modo que $\theta_{t1} = 0^\circ$ e $\theta_{t2} = 180^\circ$, onde θ_{t1} e θ_{t2} são, respectivamente, os ângulos das portadoras v_{t1} e v_{t2} .

Nesse cenário, a portadora v_{t1} é comparada com as tensões de polo de referência dos braços do conversor 1, $v_{1a0_1}^*$, $v_{1b0_1}^*$, $v_{1c0_1}^*$ e $v_{1d0_1}^*$, e a portadora v_{t2} é comparada com as tensões de polo de referência dos braços do conversor 2, $v_{2a0_2}^*$, $v_{2b0_2}^*$, $v_{2c0_2}^*$ e $v_{2d0_2}^*$.

Quando se utiliza quatro portadoras *PWM*, a defasagem entre elas deve ser de um ângulo $\theta_t = 90^\circ$, de maneira que $\theta_{t1} = 0^\circ$, $\theta_{t3} = 90^\circ$, $\theta_{t2} = 180^\circ$ e $\theta_{t4} = 270^\circ$, onde θ_{t1} , θ_{t2} , θ_{t3} e θ_{t4} são, respectivamente, os ângulos das portadoras v_{t1} , v_{t2} , v_{t3} e v_{t4} .

Para este caso, a portadora v_{t1} é comparada com as tensões de polo de referência $v_{1a0_1}^*$ e $v_{1d0_1}^*$, a portadora v_{t3} é comparada com a tensão de polo de referência $v_{1b0_1}^*$ e $v_{1c0_1}^*$; a portadora v_{t2} é comparada com as tensões de polo de referência $v_{2b0_2}^*$ e $v_{2c0_2}^*$ do conversor 2; e a portadora v_{t4} é comparada com as tensões de polo de referência $v_{2a0_2}^*$ e $v_{2d0_2}^*$ do conversor 2.

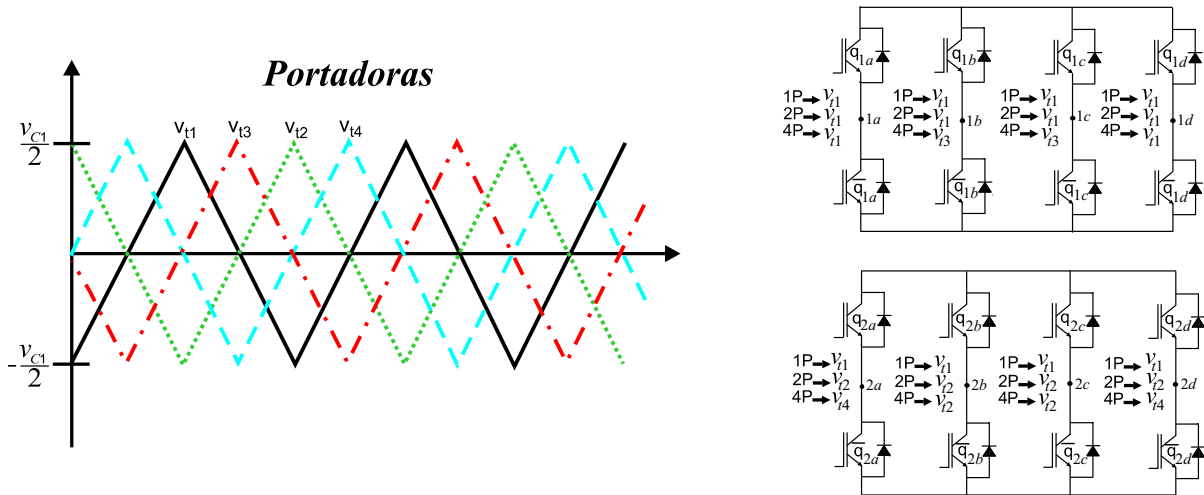


Figura 3.10: Utilização das portadoras *PWM* no conversor M44.

Na Figura 3.10 está ilustrada a utilização das múltiplas portadoras para o conversor M44 a fim de facilitar o entendimento do método. As considerações feitas sobre a amplitude das triangulares para o conversor M33 valem para o conversor M44.

3.4.3 Estratégia de Controle

A partir do diagrama de controle, Figura 3.11, tem-se que a tensão total $v_{c1} + v_{c2}$ dos barramentos *CC* é regulada por um controlador do tipo PI convencional, representado pelo bloco R_{ct} . Esse controlador determina a amplitude I_g^* da corrente de referência desejada na entrada da rede monofásica. A tensão v_{c1} do capacitor do barramento *CC* do conversor 1 é regulada por um controlador também do tipo PI convencional, representado pelo bloco R_{c1} . Esse bloco fornece um fator, k_1 ($0 \leq k_1 \leq 1$), que complementa a definição das tensões de referência v_{1ab}^* e v_{2ab}^* nas equações (3.139) e (3.140).

O controle do fator de potência é feito a partir de uma sincronização da corrente instantânea de

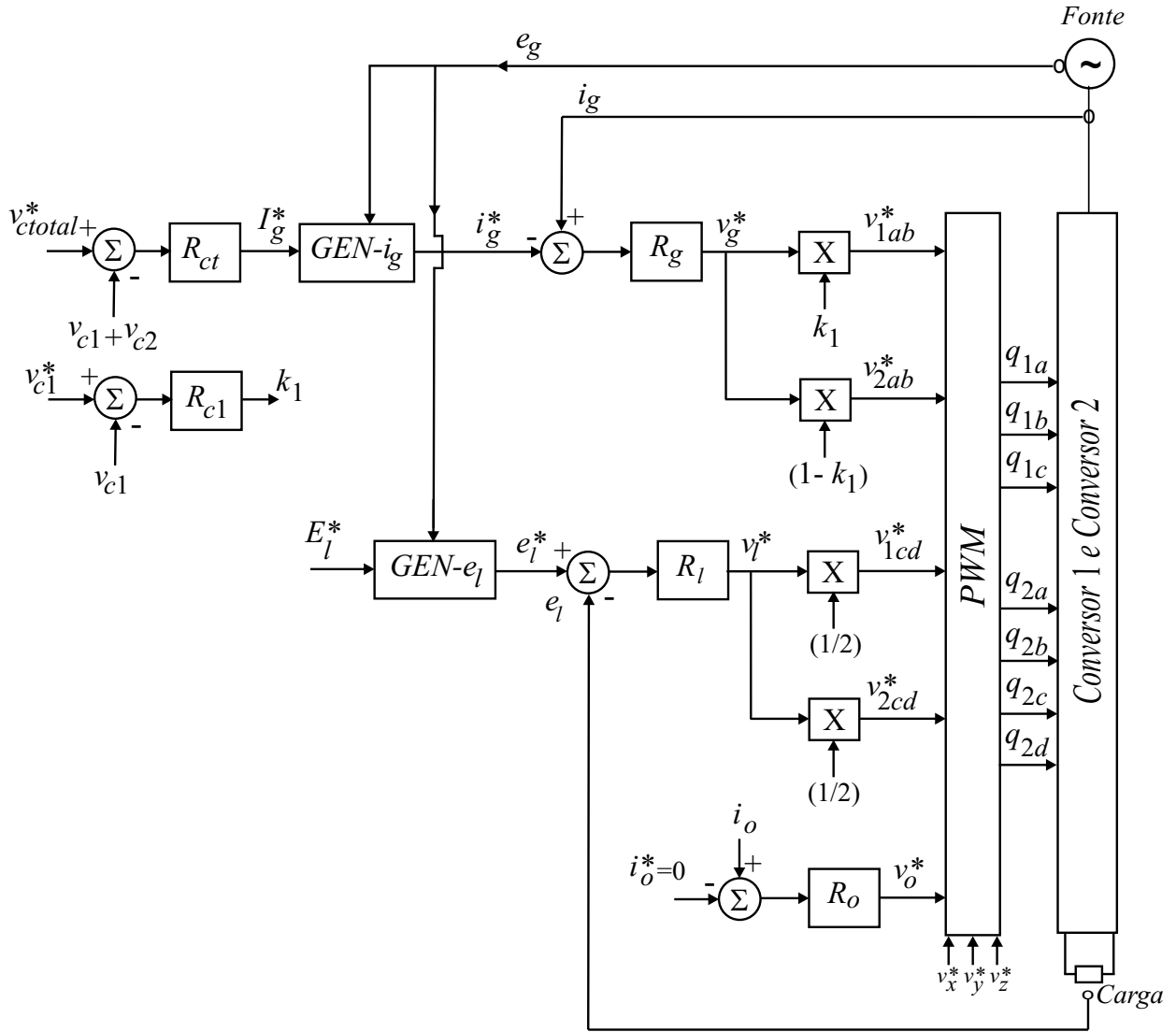


Figura 3.11: Diagrama de controle da topologia M44.

referência i_g^* com a tensão da rede monofásica, e_g . Essa sincronização é representada pelo bloco $GEN-i_g$. O controlador da corrente de entrada, representado pelo bloco R_g , é implementado usando um controlador de dupla sequência, (2.24) - (2.26), com $j = g$ e $m = g$.

As tensões de referência v_{1ab}^* , v_{2ab}^* são dadas pela relação entre v_g^* e o fator k_1 , definido pela regulação do barramento CC do conversor 1:

$$v_{1ab}^* = k_1 v_g^* \quad (3.139)$$

$$v_{2ab}^* = (1 - k_1) v_g^*. \quad (3.140)$$

A tensão de entrada é definida como $v_g = v_{1ab} + v_{2ab}$. O fator k_1 regula a divisão da tensão total dos barramentos CC entre os conversores 1 e 2, como detalhado na subseção (3.2.3).

O controle da tensão de saída é realizado por um controlador PI de dupla sequência representado pelo bloco R_l , (2.24)-(2.26), com $j = l$ e $m = l$. Na saída do controlador é obtida a tensão de referência v_l^* . As tensões de referência v_{1cd}^* , v_{2cd}^* são dadas em função do valor de v_l^* , para garantir

a divisão da energia entre os dois conversores, para cada conversor é aplicada metade da tensão de referência.

$$v_{1cd}^* = v_l^*/2 \quad (3.141)$$

$$v_{2cd}^* = v_l^*/2 \quad (3.142)$$

A tensão de saída é definida como $v_l = v_{1cd} + v_{2cd}$.

O controle da corrente de circulação, definida na equação (3.96), é realizado por um controlador PI de dupla sequência representado pelo bloco R_o , (2.24) - (2.26), com $j = o$ e $m = o$. Na saída do controlador é obtida a tensão de referência do controle da corrente de circulação, v_o^* .

As tensões de referências v_{1ab}^* , v_{2ab}^* , v_{1cd}^* , v_{2cd}^* , v_o^* e as tensões auxiliares v_x^* , v_y^* e v_z^* definidas pelas equações (3.136) e (3.138) são aplicadas ao bloco *PWM* para o cálculo das tensões de polo de referência, definidas pelas equações (3.122)-(3.129). Essas tensões de polo de referência são comparadas com as portadoras *PWM* triangulares com o objetivo de gerar os sinais de gatilho das chaves do conversor CA-CC-CA apresentado.

A fase, δ_l , da tensão de referência da carga, e_l^* , neste caso, não está relacionada com a redução ou aumento da tensão do barramento CC. Porém, a diferença entre a tensão de entrada e a tensão de saída está diretamente relacionada com a tensão de controle da corrente de circulação [equação (3.91)], de maneira que quanto maior for essa diferença, maior será a tensão v_o . Isso não é interessante para o sistema, pois o aumento dos harmônicos de alta frequência da corrente de circulação é diretamente proporcional ao valor de v_o . Dessa maneira, a sincronização da tensão de referência da carga, e_l , é necessária para que o sistema não fique sujeito aos problemas relacionados à não minimização das correntes de circulação.

3.5 Conclusão

Neste capítulo foram apresentados os modelos, as estratégias *PWM* e as estratégias de controle de três topologias monofásicas série estudadas neste trabalho, são elas M33, M34 e M44. No controle das estruturas foram obtidas a regulação da tensão do barramento CC, a regulação da tensão e frequência na carga e a maximização do fator de potência na entrada da rede. A partir das equações mostradas neste capítulo, as topologias monofásicas série são simuladas com o objetivo de se obter suas características de distorção harmônica, perdas nos capacitores do barramento CC e perdas nas chaves semicondutoras de potência. As equações de entrada e saída de cada uma das topologias apresentadas podem ser iguais aos modelos das topologias convencionais caso sejam feitas as considerações sobre os valores dos parâmetros utilizados. Esse aspecto mostra a devida equivalência entre os modelos das estruturas apresentadas e os modelos das estruturas convencionais.

Capítulo 4

Conversores CA-CC-CA Monofásicos com Três Barramentos CC

4.1 Introdução

Neste capítulo são apresentadas as topologias monofásicas série constituídas de três módulos monofásicos de três e/ou quatro braços. Os objetivos da apresentação deste capítulo são os mesmos do Capítulo 3.

4.2 Conversor Monofásico com Dez Braços e Três Barramentos CC (M334)

O conversor monofásico com dez braços e três barramentos CC (M334) é formado por três conversores conectados em série como pode ser observado na Figura 4.1. Os conversores 1 e 2 são conversores de três braços, observando que um dos braços de cada conversor está dividido entre sua respectiva entrada e saída; o conversor 3 possui um retificador e um inversor monofásicos em ponte completa. O conversor M334 também possui uma carga monofásica; três indutores de filtro, L_g no lado da rede, L_{g23} entre os conversores 2 e 3 e L_f no lado da carga; um capacitor de filtro C_f do lado da carga; e três barramentos CC. O conversor 1 é formado pelas chaves q_{1a} , \bar{q}_{1a} , q_{1b} , \bar{q}_{1b} , q_{1c} e \bar{q}_{1c} , 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} , \bar{q}_{3b} , q_{3c} , \bar{q}_{3c} , q_{3d} e \bar{q}_{3d} .

4.2.1 Modelo do Sistema

O modelo da topologia M334 ilustrada na Figura 4.1 é apresentado nesta seção. De maneira complementar, pode-se observar na Figura 4.2 os circuitos equivalentes de entrada e saída considerando os conversores como sendo fontes de tensões chaveadas.

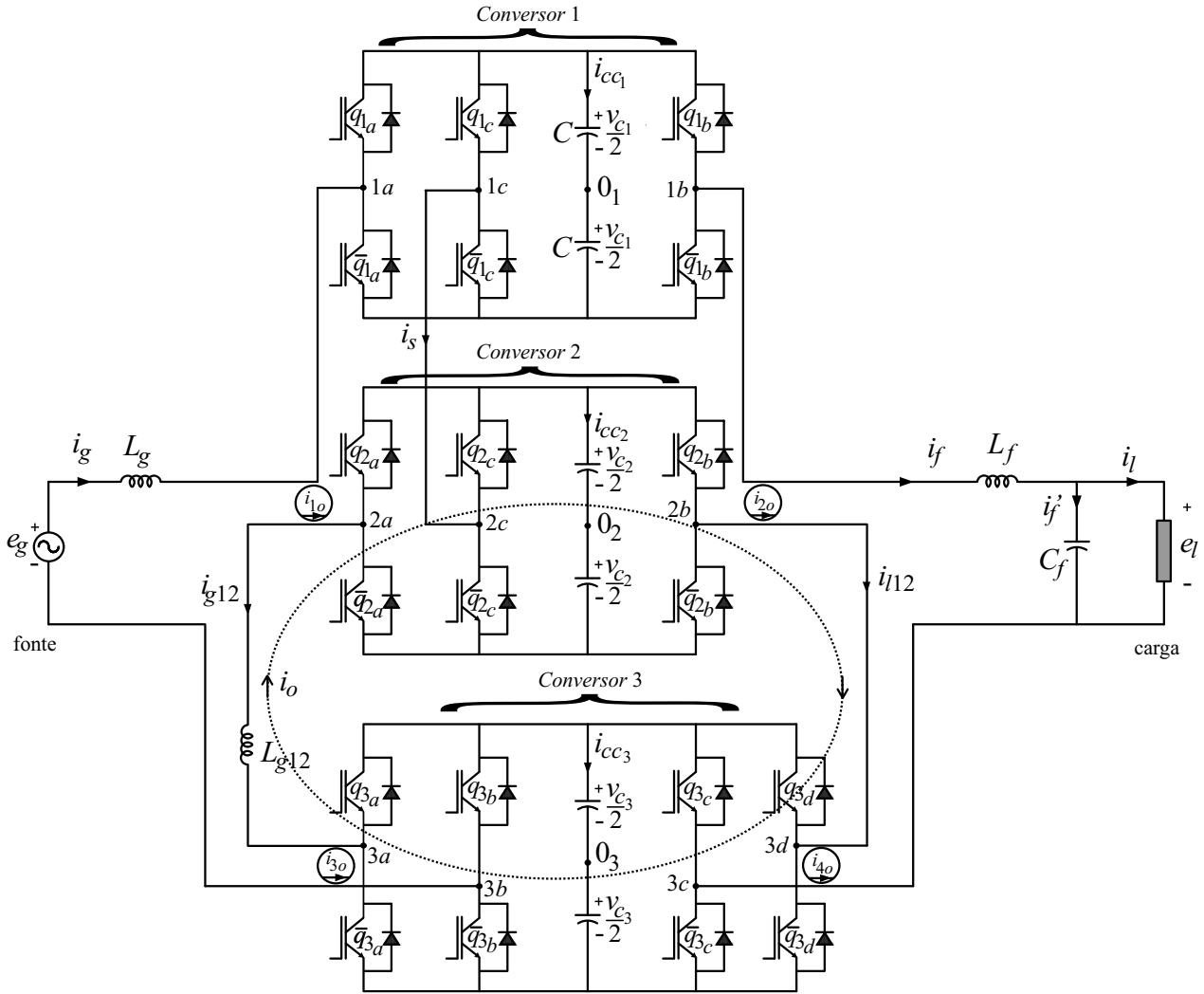


Figura 4.1: Diagrama esquemático do conversor monofásico com dez braços e três barramentos CC.

Observando as Figuras 4.1 e 4.2, as seguintes equações podem ser determinadas por:

$$e_g = (r_g + pl_g)i_g + v_{g1} + v_{g2} + (r_{g23} + pl_{g23})i_{g23} + v_{g3} \quad (4.1)$$

$$e_l = -(r_f + pl_f)i_f + v_{l1} + v_{l2} + v_{l3} \quad (4.2)$$

$$i_{g23} = i_g - i_f - i_{l23} \quad (4.3)$$

$$i_f = i_l + i_f' \quad (4.4)$$

$$pv_{cf} = \frac{i_f'}{C_f} \quad (4.5)$$

$$v_{cf} = e_l \quad (4.6)$$

onde $v_{g1} = v_{1ac}$, $v_{g2} = -v_{2ac}$ e $v_{g3} = v_{3ab}$; $v_{l1} = v_{1bc}$, $v_{l2} = -v_{2bc}$ e $v_{l3} = -v_{3cd}$; o índice $g23$ está relacionado com os parâmetros do elemento indutivo de conexão entre o conversor 2 e conversor 3; $v_{1ac} = v_{1a0_1} - v_{1c0_1}$, $v_{2ac} = v_{2a0_2} - v_{2c0_2}$, $v_{3ab} = v_{3a0_3} - v_{3b0_3}$, $v_{1bc} = v_{1b0_1} - v_{1c0_1}$, $v_{2bc} = v_{2b0_2} - v_{2c0_2}$ e $v_{3cd} = v_{3c0_3} - v_{3d0_3}$; as tensões v_{1a0_1} , v_{1b0_1} e v_{1c0_1} são as tensões de polo do conversor 1; as tensões v_{2a0_2} , v_{2b0_2} e v_{2c0_2} são as tensões de polo do conversor 2; v_{3a0_3} , v_{3b0_3} , v_{3c0_3} e v_{3d0_3} são as tensões de polo do conversor 3; i_g é a corrente da rede monofásica; i_s é a corrente

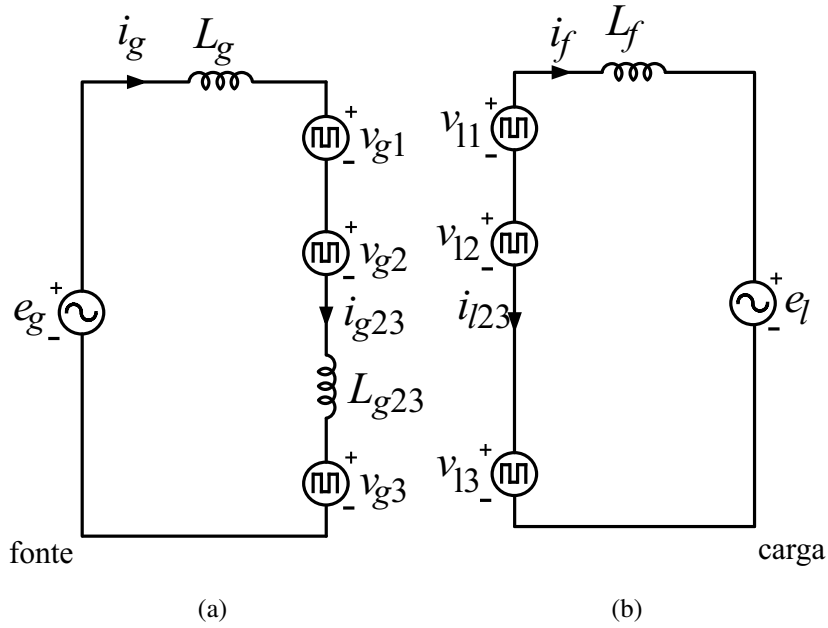


Figura 4.2: (a) Representação da entrada do sistema M334. (b) Representação da saída do sistema M334.

que circula pelos braços divididos dos conversores 1 e 2, i_{g23} é a corrente entre os conversores 2 e 3 no lado da entrada; i_{l23} é a corrente entre os conversores 2 e 3 do lado da saída; i'_f é a corrente do capacitor de filtro de saída, v_{c_f} é a tensão do capacitor do filtro de saída; e i_l é a corrente de carga.

As tensões de entrada e saída são definidas como:

$$v_g = v_{g1} + v_{g2} + v_{g3} \quad (4.7)$$

$$v_l = v_{l1} + v_{l2} + v_{l3}. \quad (4.8)$$

Com a conexão dos três conversores em série sem o uso de transformadores, tem-se a formação de uma malha de circulação. Dessa maneira, as seguintes equações podem ser desenvolvidas:

$$e_g - v_l = (r_g + pl_g)i_g + v_{1ab} - v_{3bc} \quad (4.9)$$

$$0 = (r_{g23} + pl_{g23})i_{g23} + v_{3ad} - v_{2ab}. \quad (4.10)$$

Subtraindo (4.10) de (4.9), encontra-se a expressão da tensão de controle da malha de circulação:

$$v_o = e_g - v_l - (r_g + pl_g)i_g + (r_{g23} + pl_{g23})i_{g23} \quad (4.11)$$

com $v_o = v_{1ab} - v_{3bc} - v_{3ad} + v_{2ab}$.

Idealmente, a corrente i_{g23} deve ter o mesmo valor de i_g , assim como a corrente i_{l23} deve ter o mesmo valor de $-i_f$ (Figuras 4.1 e 4.2) para que o modelo do sistema fique com entrada e saída o mais desacoplado possível, facilitando o controle. Porém, devido à tensão da malha de circulação (entre os conversores 2 e 3), surgem correntes de circulação no sistema (considerando os sentidos mostrados na Figura 4.1), interferindo nos valores de i_{g23} e i_{l23} . Assim, as correntes de circulação podem ser definidas como as diferenças entre as correntes do lado de entrada do conversor, i_g e

i_{g23} ; e entre as correntes do lado de saída, i_f e i_{l23} :

$$i_{1o} = i_g - i_{g23} \quad (4.12)$$

$$i_{2o} = i_f + i_{l23} \quad (4.13)$$

$$i_{3o} = -i_{l23} - i_f \quad (4.14)$$

$$i_{4o} = i_{g23} - i_g. \quad (4.15)$$

Pela lei de Kirchoff dos nós, pode-se definir uma única corrente de circulação

$$i_o = i_{1o} = i_{2o} = -i_{3o} = -i_{4o}. \quad (4.16)$$

Introduzindo i_o da equação (4.16) nas equações (4.1)-(4.9), tem-se:

$$e_g = (r_1 + pl_1)i_g + (r_2 + pl_2)i_g + (r_2 + pl_2)i_o + v_g \quad (4.17)$$

$$e_l = -(r_f + pl_f)i_f + v_l \quad (4.18)$$

$$v_o = e_g - v_l + [(r_2 + pl_2)i_g - (r_1 + pl_1)]i_g - (r_2 + pl_2)i_o. \quad (4.19)$$

Na definição equação (4.19), percebe-se que a corrente de circulação possui duas componentes. Uma componente de alta frequência, resultante da ação de chaveamento representado por v_o . A outra é uma componente de baixa frequência, causada pelos desequilíbrios nos valores de indutância de filtro sendo representada pelos termos $[(r_{g23} + pl_{g23}) - (r_g + pl_g)]i_g$. A baixa frequência pode ser compensada pela ação do controlador, mas os termos de alta frequência não podem ser totalmente compensados. Considerando o sistema equilibrado, é possível fazer simplificações no modelo do sistema. Quando $r_{g23} = r_g$ e $l_{g23} = l_g$, as equações (4.17)-(4.19) são escritas como:

$$e_g = 2(r_g + pl_g)i_g + (r_g + pl_g)i_o + v_g \quad (4.20)$$

$$e_l = -(r_f + pl_f)i_f + v_l \quad (4.21)$$

$$v_o = e_g - v_l - (r_g + pl_g)i_o. \quad (4.22)$$

Na condição de regime permanente, ou seja, considerando que a corrente de circulação tem valor nulo na componente fundamental, o modelo do sistema se resume a:

$$e_g = 2(r_g + pl_g)i_g + v_g \quad (4.23)$$

$$e_l = -(r_f + pl_f)i_f + v_l \quad (4.24)$$

$$v_o = e_g - v_l. \quad (4.25)$$

Pode-se observar nas equações (4.23) e (4.24) que as equações correspondem ao modelo das topologias convencionais M3 e M4, desde que sejam utilizados na topologia M334 metade dos valores de resistência e indutância de entrada utilizados nas topologias M3 e M4.

4.2.2 Estratégia PWM

As tensões de polo v_{1a0_1} , v_{1b0_1} , v_{1c0_1} , v_{2a0_2} , v_{2b0_2} , v_{2c0_2} , v_{3a0_3} , v_{3b0_3} , v_{3c0_3} e v_{3d0_3} são dadas por:

$$v_{1a0_1} = (2q_{1a} - 1) \frac{v_{c1}}{2} \quad (4.26)$$

$$v_{1b0_1} = (2q_{1b} - 1) \frac{v_{c1}}{2} \quad (4.27)$$

$$v_{1c0_1} = (2q_{1c} - 1) \frac{v_{c1}}{2} \quad (4.28)$$

$$v_{2a0_2} = (2q_{2a} - 1) \frac{v_{c2}}{2} \quad (4.29)$$

$$v_{2b0_2} = (2q_{2b} - 1) \frac{v_{c2}}{2} \quad (4.30)$$

$$v_{2c0_2} = (2q_{2c} - 1) \frac{v_{c2}}{2} \quad (4.31)$$

$$v_{3a0_3} = (2q_{3a} - 1) \frac{v_{c3}}{2} \quad (4.32)$$

$$v_{3b0_3} = (2q_{3b} - 1) \frac{v_{c3}}{2} \quad (4.33)$$

$$v_{3c0_3} = (2q_{3c} - 1) \frac{v_{c3}}{2} \quad (4.34)$$

$$v_{3d0_3} = (2q_{3d} - 1) \frac{v_{c3}}{2} \quad (4.35)$$

onde v_{c1} , v_{c2} e v_{c3} são as tensões do barramento CC dos conversores 1, 2 e 3, respectivamente; e q_{1a} , q_{1b} , q_{1c} , q_{2a} , q_{2b} , q_{2c} , q_{3a} , q_{3b} , q_{3c} e q_{3d} são os estados das chaves, como explicado na subseção 2.2.2.

As tensões de referência v_{1ac}^* , v_{2ac}^* , v_{3ab}^* , v_{1bc}^* , v_{2bc}^* , v_{3cd}^* e v_o^* para o PWM são dadas por:

$$v_{1ac}^* = v_{1a0_1}^* - v_{1c0_1}^* \quad (4.36)$$

$$v_{2ac}^* = v_{2a0_2}^* - v_{2c0_2}^* \quad (4.37)$$

$$v_{3ab}^* = v_{3a0_3}^* - v_{3b0_3}^* \quad (4.38)$$

$$v_{1bc}^* = v_{1b0_1}^* - v_{1c0_1}^* \quad (4.39)$$

$$v_{2bc}^* = v_{2b0_2}^* - v_{2c0_2}^* \quad (4.40)$$

$$v_{3cd}^* = v_{3c0_3}^* - v_{3d0_3}^* \quad (4.41)$$

$$v_o^* = v_{1ab} + v_{2ab} - v_{3ad} - v_{3bc}. \quad (4.42)$$

Os sinais de gatilho podem ser obtidos através da comparação das tensões de polo de referência $v_{1a0_1}^*$, $v_{1b0_1}^*$, $v_{1c0_1}^*$, $v_{2a0_2}^*$, $v_{2b0_2}^*$, $v_{2c0_2}^*$, $v_{3a0_3}^*$, $v_{3b0_3}^*$, $v_{3c0_3}^*$ e $v_{3d0_3}^*$ com uma portadora PWM de alta frequência. Como as tensões de polo são em número de dez, também são necessárias dez equações para a determinação dos tempos dos pulsos PWM. As equações (4.36) - (4.42) fornecidas pelos controladores não são suficientes para determinação das equações referentes às dez tensões de polo de referência, faz-se necessário obter mais três equações para a realização dos cálculos. Essas três equações podem ser definidas como:

$$v_x^* = \frac{1}{3}(v_{1a0_1}^* + v_{1b0_1}^* + v_{1c0_1}^*) \quad (4.43)$$

$$v_y^* = \frac{1}{3}(v_{2a0_2}^* + v_{2b0_2}^* + v_{2c0_2}^*) \quad (4.44)$$

$$v_z^* = \frac{1}{4}(v_{3a0_3}^* + v_{3b0_3}^* + v_{3c0_3}^* + v_{3d0_3}^*). \quad (4.45)$$

A partir das equações (4.36) - (4.42) e (4.43) a (4.45), as tensões de polo de referência são definidas como:

$$v_{1a0_1}^* = v_{1ac}^* + v_x^* \quad (4.46)$$

$$v_{1b0_1}^* = v_{1bc}^* + v_x^* \quad (4.47)$$

$$v_{1c0_1}^* = v_x^* \quad (4.48)$$

$$v_{2a0_2}^* = v_{2ac}^* + v_y^* \quad (4.49)$$

$$v_{2b0_2}^* = v_{2bc}^* + v_y^* \quad (4.50)$$

$$v_{2c0_2}^* = v_y^* \quad (4.51)$$

$$v_{3a0_3}^* = \frac{1}{2}v_{1ac}^* + \frac{1}{2}v_{2ac}^* + \frac{1}{2}v_{3ab}^* - \frac{1}{2}v_{1bc}^* - \frac{1}{2}v_{2bc}^* + \frac{1}{2}v_{3cd}^* - \frac{1}{2}v_o^* + v_z^* \quad (4.52)$$

$$v_{3b0_3}^* = \frac{1}{2}v_{1ac}^* + \frac{1}{2}v_{2ac}^* - \frac{1}{2}v_{3ab}^* - \frac{1}{2}v_{1bc}^* - \frac{1}{2}v_{2bc}^* + \frac{1}{2}v_{3cd}^* - \frac{1}{2}v_o^* + v_z^* \quad (4.53)$$

$$v_{3c0_3}^* = v_{3cd}^* + v_z^* \quad (4.54)$$

$$v_{3d0_3}^* = v_z^*. \quad (4.55)$$

As tensões de polo de referência dependem tanto das tensões v_{1ac}^* , v_{2ac}^* , v_{3ab}^* , v_{1bc}^* , v_{2bc}^* , v_{3cd}^* e v_o^* definidas pelos controladores, quanto das tensões auxiliares v_x^* , v_y^* e v_z^* . As tensões auxiliares podem ser escolhidas de maneira independente, desde que os limites máximos ($v_{c1}^*/2$, $v_{c2}^*/2$ e $v_{c3}^*/2$) e mínimos ($-v_{c1}^*/2$, $-v_{c2}^*/2$ e $-v_{c3}^*/2$) das tensões de polo sejam respeitados, como especificado nas equações (3.130) - (3.135), onde v_{c1}^* , v_{c2}^* e v_{c3}^* são as referências de tensão para os barramentos CC dos conversores 1, 2 e 3, respectivamente. $v_{1\max}^* = \max(\vartheta_1)$, $v_{1\min}^* = \min(\vartheta_1)$, $v_{2\max}^* = \max(\vartheta_2)$, $v_{2\min}^* = \min(\vartheta_2)$, $v_{3\max}^* = \max(\vartheta_3)$, $v_{3\min}^* = \min(\vartheta_3)$ com $\vartheta_1 = \{v_{1ac}^*, v_{1bc}^*, 0\}$, $\vartheta_2 = \{v_{2ac}^*, v_{2bc}^*, 0\}$, $\vartheta_3 = \{\frac{1}{2}v_{1ac}^* + \frac{1}{2}v_{2ac}^* + \frac{1}{2}v_{3ab}^* - \frac{1}{2}v_{1bc}^* - \frac{1}{2}v_{2bc}^* + \frac{1}{2}v_{3cd}^* - \frac{1}{2}v_o^*, \frac{1}{2}v_{1ac}^* + \frac{1}{2}v_{2ac}^* - \frac{1}{2}v_{3ab}^* - \frac{1}{2}v_{1bc}^* - \frac{1}{2}v_{2bc}^* + \frac{1}{2}v_{3cd}^* - \frac{1}{2}v_o^*, v_{3cd}^*, 0\}$.

As tensões auxiliares v_x^* , v_y^* e v_z^* podem ser escritas em função dos fatores de distribuição de roda livre, μ_x , μ_y e μ_z como definido nas equações (3.136) - (3.138), onde $0 \leq \mu_x \leq 1$, $0 \leq \mu_y \leq 1$ e $0 \leq \mu_z \leq 1$, como discutido na subseção (2.2.2).

Para a topologia apresentada nesta seção, as tensões de polo de referência foram comparadas com uma, duas, três e seis triangulares de alta frequência.

Quando duas portadoras *PWM* são utilizadas, uma é defasada de um ângulo $\theta_t = 180^\circ$ em relação à outra, de modo que $\theta_{t1} = 0^\circ$ e $\theta_{t2} = 180^\circ$, onde θ_{t1} e θ_{t2} são, respectivamente, os ângulos das portadoras v_{t1} e v_{t2} . Neste caso a portadora v_{t1} é comparada com as tensões de polo de referência $v_{1a0_1}^*$, $v_{1b0_1}^*$ e $v_{1c0_1}^*$ do conversor 1 e com as tensões $v_{3a0_3}^*$, $v_{3b0_3}^*$, $v_{3c0_3}^*$ e $v_{3d0_3}^*$ do

conversor 3, e a portadora v_{t2} é comparada com as tensões de polo de referência $v_{2a0_2}^*$, $v_{2b0_2}^*$ e $v_{2c0_2}^*$ do conversor 2.

Na Figura 4.3 está ilustrada a utilização de duas portadoras *PWM* para o conversor M334. As considerações feitas sobre a amplitude das triangulares para o conversor M33 valem para o conversor M334.

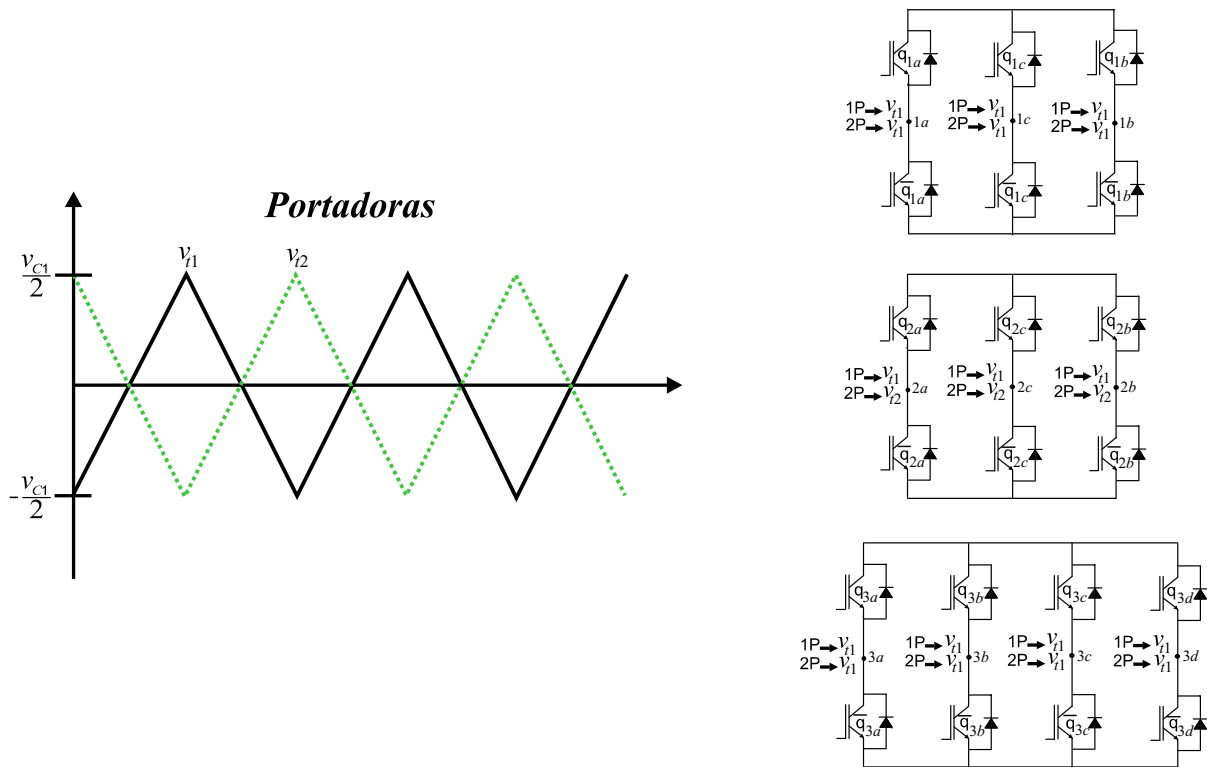


Figura 4.3: Utilização de duas portadoras *PWM* no conversor M334.

Quando se utiliza três portadoras *PWM*, a defasagem entre elas deve ser de um ângulo $\theta_t = 120^\circ$, de maneira que $\theta_{t1} = 0^\circ$, $\theta_{t2} = 120^\circ$ e $\theta_{t3} = 240^\circ$, onde θ_{t1} , θ_{t2} e θ_{t3} são, respectivamente, os ângulos das portadoras v_{t1} , v_{t2} e v_{t3} . Para este caso, a portadora v_{t1} é comparada com as tensões de polo de referência do conversor 1, $v_{1a0_1}^*$, $v_{1b0_1}^*$ e $v_{1c0_1}^*$; a portadora v_{t2} é comparada com as tensões de polo de referência do conversor 2, $v_{2a0_2}^*$, $v_{2b0_2}^*$ e $v_{2c0_2}^*$; e a portadora v_{t3} é comparada com as tensões de polo do conversor 3, $v_{3a0_3}^*$, $v_{3b0_3}^*$, $v_{3c0_3}^*$ e $v_{3d0_3}^*$.

Quando se utiliza seis portadoras *PWM*, a defasagem entre elas deve ser de um ângulo $\theta_t = 60^\circ$, de maneira que $\theta_{t1} = 0^\circ$, $\theta_{t2} = 120^\circ$, $\theta_{t3} = 240^\circ$, $\theta_{t4} = 60^\circ$, $\theta_{t5} = 180^\circ$ e $\theta_{t6} = 300^\circ$, onde θ_{t1} , θ_{t2} , θ_{t3} , θ_{t4} , θ_{t5} e θ_{t6} são, respectivamente, os ângulos das portadoras v_{t1} , v_{t2} e v_{t3} , v_{t4} , v_{t5} e v_{t6} . Para este caso, a portadora v_{t1} é comparada com as tensões de polo de referência $v_{1a0_1}^*$ e $v_{1b0_1}^*$, a portadora v_{t4} é comparada com a tensão de polo de referência $v_{1c0_1}^*$; a portadora v_{t2} é comparada com a tensão de polo de referência $v_{2c0_2}^*$; a portadora v_{t5} é comparada com as tensões de polo de referência $v_{2a0_2}^*$ e $v_{2b0_2}^*$, a portadora v_{t3} é comparada com as tensões de polo de referência $v_{3a0_3}^*$ e $v_{3d0_3}^*$, e a portadora v_{t6} é comparada com as tensões de polo de referência $v_{3b0_3}^*$ e $v_{3c0_3}^*$.

Na Figura 4.4 está ilustrada a utilização de três e seis portadoras *PWM* para o conversor M334.

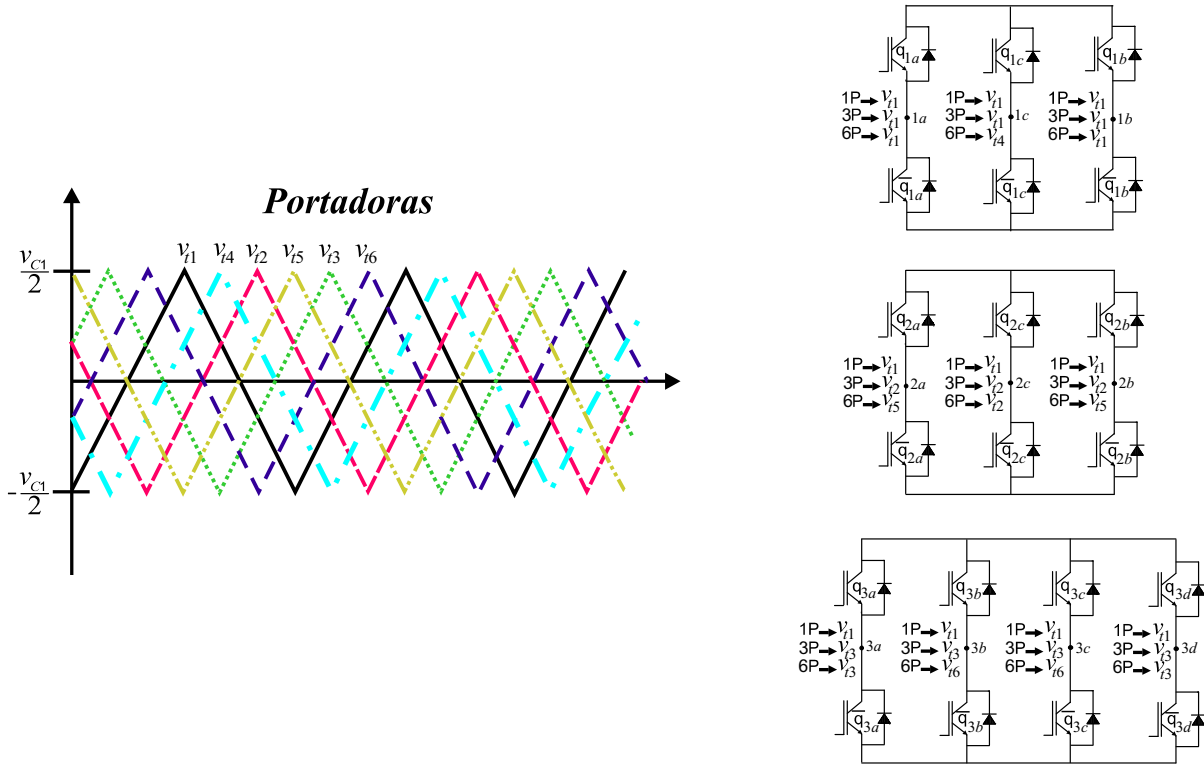


Figura 4.4: Utilização de três e seis portadoras *PWM* no conversor M334.

4.2.3 Estratégia de Controle

Analisando o diagrama de controle, Figura 4.5, pode-se dizer que a tensão total $v_{c1} + v_{c2} + v_{c3}$ dos barramentos *CC* é regulada por um controlador do tipo *PI* convencional, representado pelo bloco R_{ct} . Esse controlador determina a amplitude I_g^* da corrente de referência desejada na entrada da rede monofásica. Adicionalmente, a tensão v_{c1} do capacitor do barramento *CC* do conversor 1 é regulada por um controlador também do tipo *PI* convencional, representado pelo bloco R_{c1} . Esse bloco fornece um fator, k_1 . Analogamente, a tensão v_{c2} do capacitor do barramento *CC* do conversor 2 é regulada por um controlador também do tipo *PI* convencional, representado pelo bloco R_{c2} que fornece como saída um fator, k_2 que, juntamente com o fator k_1 ($0 \leq k_1 + k_2 \leq 1$) completam a definição das tensões de referência v_{1ac}^* , v_{2ac}^* e v_{3ab}^* nas equações (4.56) - (4.58).

O controle do fator de potência da entrada é feito a partir da sincronização da corrente instantânea de referência i_g^* com a tensão da rede monofásica, e_g . Essa sincronização é representada pelo bloco $GEN-i_g$. O controlador da corrente de entrada, representado pelo bloco R_g , é implementado usando controlador de dupla sequência, (2.24) - (2.26), com $j = g$ e $m = g$. O controlador define a tensão de referência v_g^* .

As tensões de referência v_{1ac}^* , v_{2ac}^* e v_{3ab}^* são dadas pela relação entre v_g^* e k_1 e k_2 , definidos

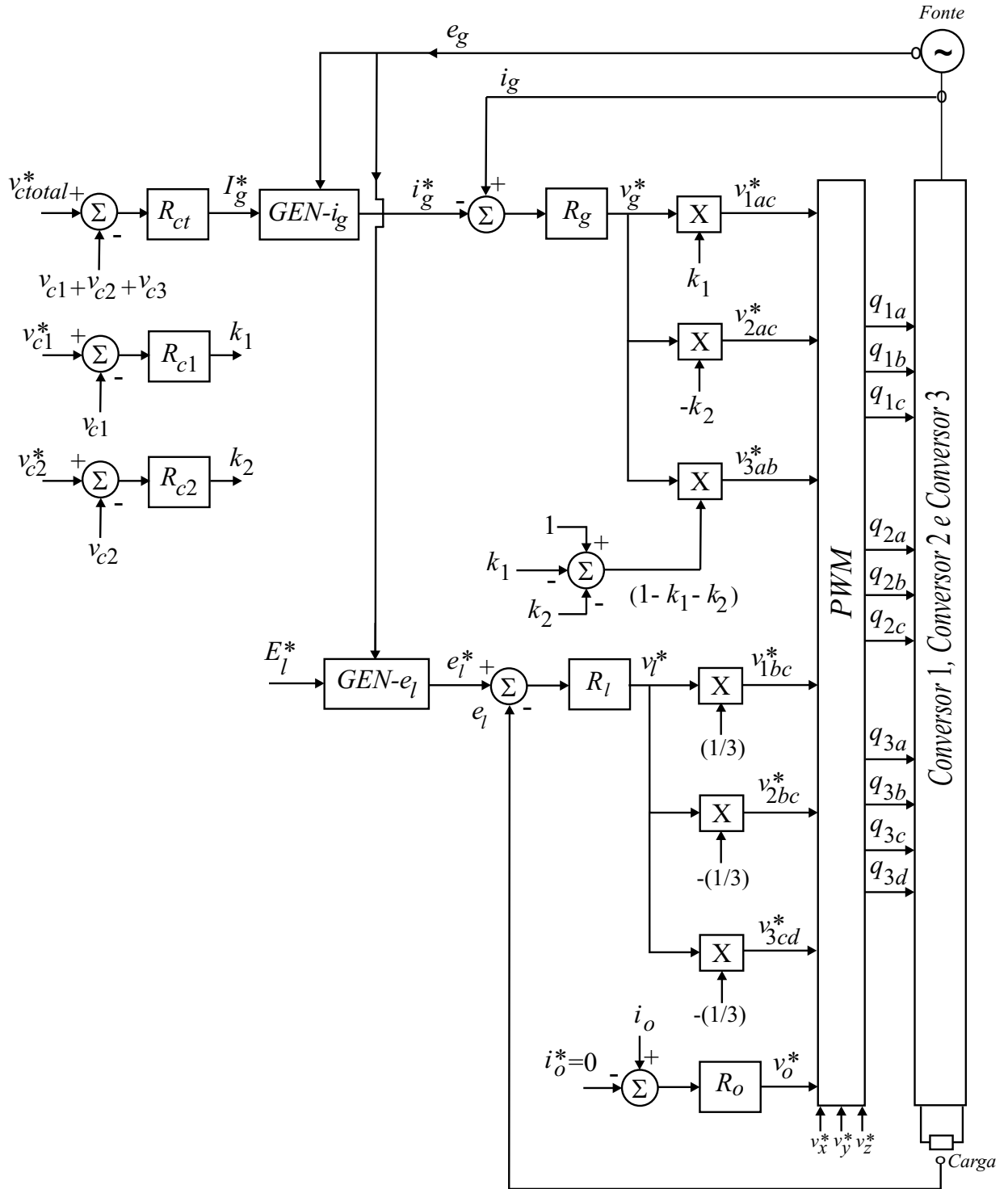


Figura 4.5: Diagrama de controle da topologia M334.

pela regulação dos barramentos CC dos conversores 1, 2 e 3.

$$v_{1ac}^* = k_1 v_g^* \quad (4.56)$$

$$v_{2ac}^* = -k_2 v_g^* \quad (4.57)$$

$$v_{3ab}^* = (1 - k_1 - k_2) v_g^*. \quad (4.58)$$

O sinal negativo na equação (4.57) é necessário, pois a tensão de entrada é definida como

$v_g = v_{1ac} - v_{2ac} + v_{3ab}$. Os fatores k_1 e k_2 regulam a divisão da tensão total dos barramentos CC entre os conversores 1, 2 e 3, de modo que, caso a tensão do barramento CC do conversor 1, v_{c1} , esteja abaixo do valor de referência, o erro positivo faz com que o valor de k_1 aumente, por conseguinte, um maior valor de tensão v_{1ac}^* e um menor valor de v_{3ab}^* são exigidos, fazendo com que a tensão aumente no barramento CC do conversor 1 e diminua no barramento CC do conversor 3. Da mesma forma ocorre com o fator k_2 em relação às tensões v_{2ac}^* e v_{3ab}^* . Juntamente com o controle do barramento CC total, que gera a amplitude da corrente de referência I_g^* , a regulação da tensão de barramento CC entre os conversores 1, 2 e 3 garante a divisão da energia total de maneira igualitária.

O controle da tensão de saída é realizado pelo controlador PI de dupla sequência representado pelo bloco R_l , (2.24)-(2.26), com $j = l$ e $m = l$. Na saída do controlador é obtida a tensão de referência v_l^* . As tensões de referência v_{1bc}^* , v_{2bc}^* e v_{3cd}^* são dadas em função do valor de v_l^* . Para garantir a divisão igualitária da energia entre os três conversores, em cada conversor é aplicada a terça parte da tensão de referência para a saída do conversor.

$$v_{1bc}^* = v_l^*/3 \quad (4.59)$$

$$v_{2bc}^* = -v_l^*/3 \quad (4.60)$$

$$v_{3cd}^* = -v_l^*/3. \quad (4.61)$$

O sinal negativo nas equações (4.60) e (4.61) é necessário, pois a tensão de entrada é definida como $v_l = v_{1ac} - v_{2ac} - v_{3cd}$.

O controle da corrente de circulação, definida na equação (4.16), é realizado por um controlador PI de dupla sequência representado pelo bloco R_o , (2.24) - (2.26), com $j = o$ e $m = o$. Na saída do controlador é obtida a tensão de referência do controle da corrente de circulação, v_o^* .

As tensões de referências v_{1ac}^* , v_{2ac}^* , v_{3ab}^* , v_{1bc}^* , v_{2bc}^* , v_{3cd}^* e v_o^* e as tensões auxiliares v_x^* , v_y^* e v_z^* definidas pelas equações (3.136)-(3.138) são aplicadas ao bloco *PWM* para o cálculo das tensões de polo de referência, definidas pelas equações (4.46)-(4.55). Essas tensões de polo de referência são comparadas com portadoras *PWM* triangulares de alta frequência a fim de gerar os sinais de gatilho das chaves do conversor CA-CC-CA apresentado.

4.3 Conversor Monofásico com Onze Braços e Três Barramentos CC (M344)

O conversor monofásico com onze braços e três barramentos CC (M344) é formado por três conversores conectados em série como pode ser observado na Figura 4.6. O conversor 1 possui três braços, um dos braços está dividido entre sua entrada e saída; cada um dos conversores 2 e 3 possui um retificador e um inversor monofásicos em ponte completa. O conversor M344 também possui uma carga monofásica; quatro indutores de filtro, L_g no lado da rede, L_{g12} entre os conversores 1 e 2, L_{g23} entre os conversores 2 e 3, e L_f no lado da carga; um capacitor de filtro C_f do lado da

carga; e três barramentos CC. O conversor 1 é formado pelas chaves $q_{1a}, \bar{q}_{1a}, q_{1b}, \bar{q}_{1b}, q_{1c}$ e \bar{q}_{1c} , o conversor 2 é formado pelas chaves $q_{2a}, \bar{q}_{2a}, q_{2b}, \bar{q}_{2b}, q_{2c}, \bar{q}_{2c}, q_{2d}$ e \bar{q}_{2d} , o conversor 3 é formado pelas chaves $q_{3a}, \bar{q}_{3a}, q_{3b}, \bar{q}_{3b}, q_{3c}, \bar{q}_{3c}, q_{3d}$ e \bar{q}_{3d} .

4.3.1 Modelo do Sistema

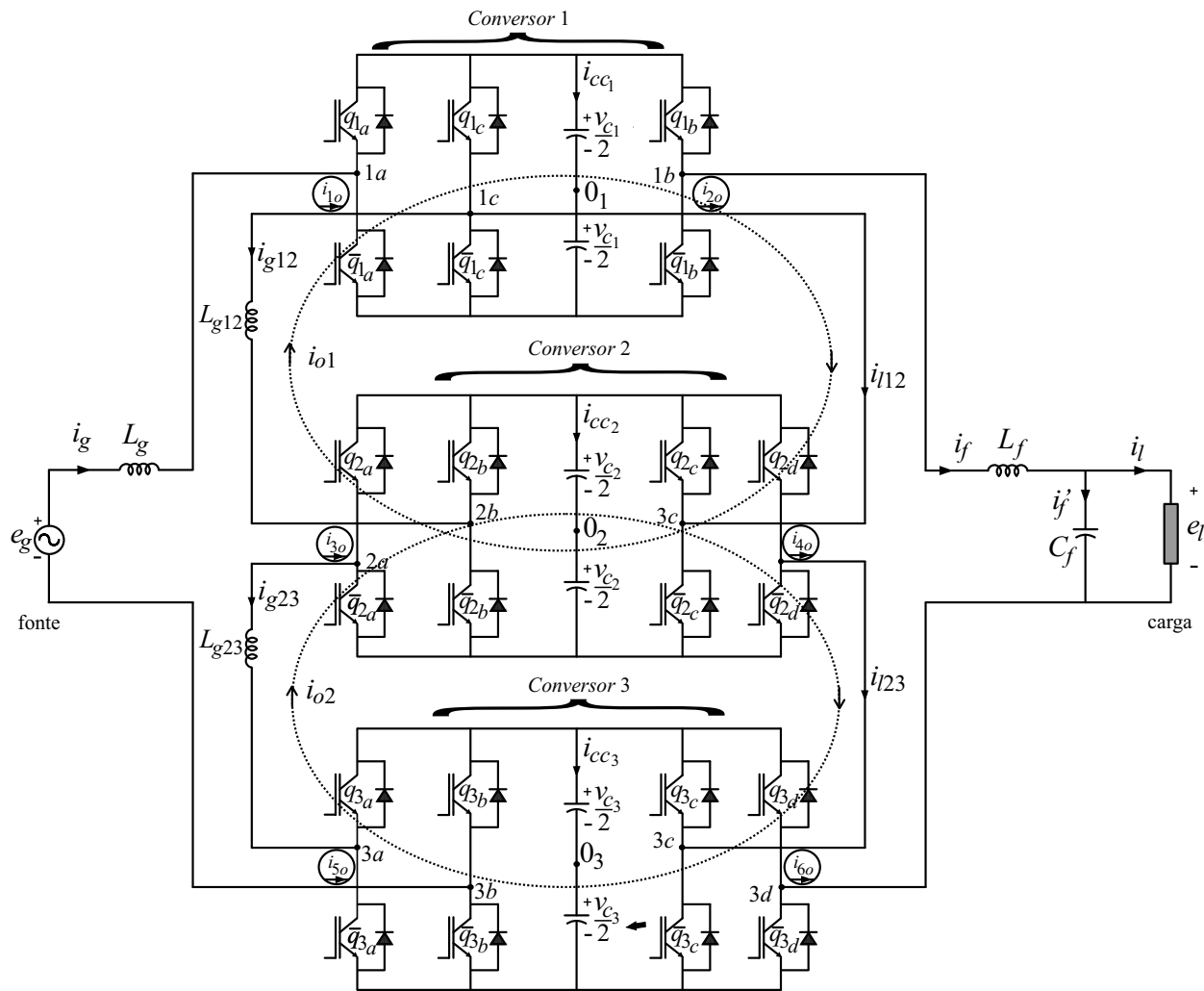


Figura 4.6: Diagrama esquemático do conversor monofásico com onze braços e três barramentos CC.

O modelo da topologia M344 ilustrado na Figura 4.6 é apresentado nesta seção. De maneira complementar, pode-se observar na Figura 4.7 os circuitos equivalentes de entrada e saída considerando os conversores como sendo fontes de tensões chaveadas.

Observando as Figuras 4.6 e 4.7, as seguintes equações podem ser determinadas:

$$e_g = (r_g + pl_g)i_g + v_{g1} + (r_{g12} + pl_{g12})i_{g12} + v_{g2} + (r_{g23} + pl_{g23})i_{g23} + v_{g3} \quad (4.62)$$

$$e_l = -(r_f + pl_f)i_f + v_{l1} + v_{l2} + v_{l3} \quad (4.63)$$

$$i_{g12} = i_g - i_f - i_{l12} \quad (4.64)$$

$$i_{g23} = i_{g12} + i_{l12} - i_{l23} \quad (4.65)$$

$$i_f = i_l + i'_f \quad (4.66)$$

$$pv_{cf} = \frac{i'_f}{C_f} \quad (4.67)$$

$$v_{cf} = e_l \quad (4.68)$$

onde, $v_{g1} = v_{1ac}$, $v_{g2} = -v_{2ab}$ e $v_{g3} = v_{3ab}$; $v_{l1} = v_{1bc}$, $v_{l2} = v_{2cd}$ e $v_{l3} = v_{3cd}$; $v_{1ac} = v_{1a0_1} - v_{1c0_1}$, $v_{2ab} = v_{2a0_2} - v_{2b0_2}$, $v_{3ab} = v_{3a0_3} - v_{3b0_3}$, $v_{1bc} = v_{1b0_1} - v_{1c0_1}$, $v_{2cd} = v_{2c0_2} - v_{2d0_2}$ e $v_{3cd} = v_{3c0_3} - v_{3d0_3}$; as tensões v_{1a0_1} , v_{1b0_1} e v_{1c0_1} são as tensões de polo do conversor 1; as tensões v_{2a0_2} , v_{2b0_2} , v_{2c0_2} e v_{2d0_2} são as tensões de polo do conversor 2; v_{3a0_3} , v_{3b0_3} , v_{3c0_3} e v_{3d0_3} são as tensões de polo do conversor 3.

As tensões de entrada e saída são definidas nas equações (4.7) e (4.8).

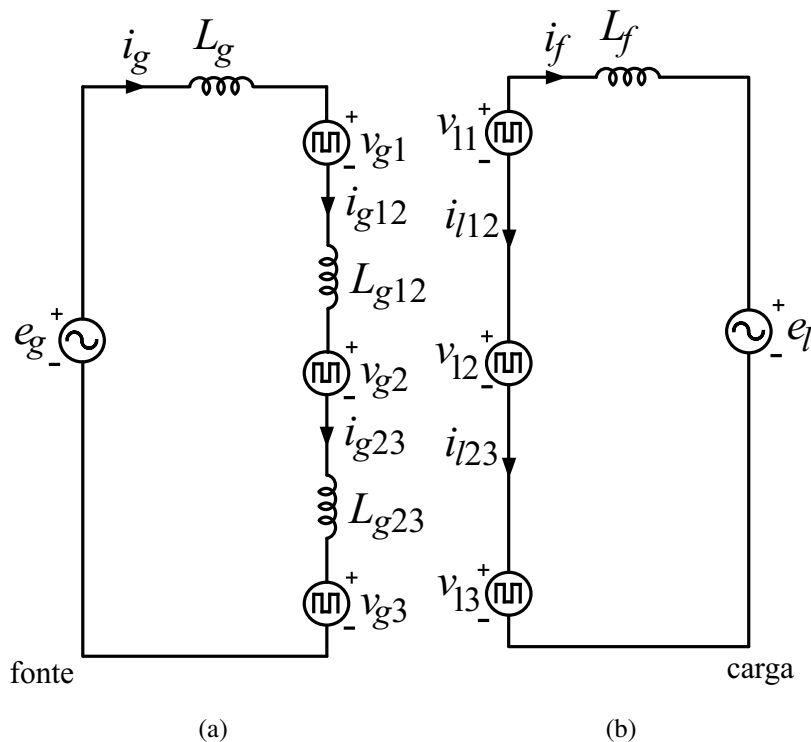


Figura 4.7: (a) Representação da entrada do sistema M344. (b) Representação da saída do sistema M344.

Com a conexão dos três conversores em série sem o uso de transformadores, na topologia M344, tem-se a formação de duas malhas de circulação.

Com o objetivo de modelar as correntes e estabelecer o controle das correntes de circulação, as

seguintes equações podem ser definidas a partir do modelo do sistema:

$$e_g - v_l = (r_g + pl_g)i_g + v_{1ab} - v_{3bd} \quad (4.69)$$

$$0 = (r_{g12} + pl_{g12})i_{g12} + v_{2bc} \quad (4.70)$$

$$0 = (r_{g23} + pl_{g23})i_{g23} + v_{3ac} - v_{2ad}. \quad (4.71)$$

Subtraindo (4.70) de (4.69), encontra-se a expressão da tensão de controle da malha de circulação 1, assim:

$$v_{o1} = e_g - v_l - (r_g + pl_g)i_g + (r_{g12} + pl_{g12})i_{g12} \quad (4.72)$$

onde $v_{o1} = v_{1ab} - v_{3bd} - v_{2bc}$.

Idealmente, a corrente i_{g12} deve ter o mesmo valor de i_g , assim como a corrente i_{l12} deve ter o mesmo valor de $-i_f$ (as Figuras 4.6 e 4.7) para que o modelo do sistema fique com entrada e saída o mais desacoplado possível, facilitando o controle. Porém, devido à tensão da malha de circulação (entre os conversores 1 e 2), surgem correntes de circulação no sistema (considerando os sentidos mostrados na Figura 4.6), interferindo nos valores de i_{g12} e i_{l12} . Assim, as correntes de circulação podem ser definidas como as diferenças entre as correntes do lado de entrada do conversor, i_g e i_{g12} , e entre as correntes do lado de saída, i_f e i_{l12} :

$$i_{1o} = i_g - i_{g12} \quad (4.73)$$

$$i_{2o} = i_f + i_{l12}. \quad (4.74)$$

Analogamente, pode-se encontrar a expressão da tensão de controle da malha de circulação 2. Subtraindo (4.71) de (4.69), tem-se:

$$v_{o2} = e_g - v_l - (r_g + pl_g)i_g + (r_{g23} + pl_{g23})i_{g23} \quad (4.75)$$

onde $v_{o2} = v_{1ab} + v_{2ad} - v_{3ac} - v_{3bd}$.

Idealmente, a corrente i_{g23} deve ter o mesmo valor de i_g , assim como a corrente i_{l23} deve ter o mesmo valor de $-i_f$. Porém, devido à tensão da malha de circulação (entre os conversores 2 e 3), surgem correntes de circulação no sistema (considerando o sentido mostrado na Figura 4.6), interferindo nos valores de i_{g23} e i_{l23} . Assim, as correntes de circulação podem ser definidas como as diferenças entre as correntes do lado de entrada do conversor, i_g e i_{g23} , e entre as correntes do lado de saída, i_f e i_{l23} :

$$i_{5o} = i_{g23} - i_g \quad (4.76)$$

$$i_{6o} = -i_f - i_{l23}. \quad (4.77)$$

Pela lei de Kirchhoff dos nós, pode-se definir duas correntes de circulação:

$$i_{o1} = i_{1o} = i_{2o} \quad (4.78)$$

$$i_{o2} = -i_{5o} = -i_{6o}. \quad (4.79)$$

Assim, as correntes i_{3o} e i_{4o} são dadas com relação entre i_{o1} e i_{o2} :

$$i_{3o} = i_{4o} = i_{o2} - i_{o1}. \quad (4.80)$$

Introduzindo i_{o1} e i_{o2} nas equações do modelo do circuito, tem-se:

$$e_g = (r_g + pl_g)i_g + (r_{g12} + pl_{g12})i_g - (r_{g12} + pl_{g12})i_{o1} + (r_{g23} + pl_{g23})i_g - (r_{g23} + pl_{g23})i_{o2} + v_g \quad (4.81)$$

$$e_l = -(r_f + pl_f)i_f + v_l \quad (4.82)$$

$$\begin{aligned} v_{o1} &= e_g - v_l + [(r_{g12} + pl_{g12}) - (r_g + pl_g)]i_g - (r_{g12} + pl_{g12})i_{o1} \\ &= v_{1ab} - v_{2bc} - v_{3bd} \end{aligned} \quad (4.83)$$

$$\begin{aligned} v_{o2} &= e_g - v_l + [(r_{g23} + pl_{g23}) - (r_g + pl_g)]i_g - (r_{g23} + pl_{g23})i_{o2} \\ &= v_{1ab} + v_{2ad} - v_{3ac} - v_{3bd}. \end{aligned} \quad (4.84)$$

Nas equações (4.83) e (4.84), percebe-se que as tensões de controle das correntes de circulação possuem duas componentes. Uma componente de alta frequência, resultante da ação de chaveamento representado por $v_{1ab} - v_{2bc} - v_{3bd}$ e $v_{1ab} + v_{2ad} - v_{3ac} - v_{3bd}$. A outra é uma componente de baixa frequência, causada pelos desequilíbrios nos valores de indutância de filtro sendo representada pelos termos $[(r_{g12} + pl_{g12}) - (r_g + pl_g)]i_g$ e $[(r_{g23} + pl_{g23}) - (r_g + pl_g)]i_g$. A baixa frequência pode ser compensada pela ação do controlador, mas os termos de alta frequência não podem ser totalmente compensados.

Considerando o sistema equilibrado, é possível fazer simplificações no modelo do sistema. Quando $r_{g23} = r_{g12} = r_g$ e $l_{g23} = l_{g12} = l_g$, as equações (4.81)-(4.84) são escritas como:

$$e_g = 3(r_g + pl_g)i_g - (r_g + pl_g)i_{o1} - (r_g + pl_g)i_{o2} + v_g \quad (4.85)$$

$$v_{o1} = e_g - v_l - (r_g + pl_g)i_{o1} \quad (4.86)$$

$$v_{o2} = e_g - v_l - (r_g + pl_g)i_{o2}. \quad (4.87)$$

Na condição de regime permanente, considerando nulas as correntes de circulação, i_{o1} e i_{o2} , o modelo do sistema se resume a:

$$e_g = 3(r_g + pl_g)i_g + v_g \quad (4.88)$$

$$e_l = -(r_f + pl_f)i_f + v_l \quad (4.89)$$

$$v_{o1} = e_g - v_l \quad (4.90)$$

$$v_{o2} = e_g - v_l. \quad (4.91)$$

Nas equações (4.88) e (4.89), tem-se o modelo das topologias convencionais M3 e M4, desde que sejam utilizados na topologia M344 um terço dos valores de resistência e indutância de entrada utilizados nas topologias M3 e M4.

4.3.2 Estratégia PWM

As tensões de polo v_{1a0_1} , v_{1b0_1} , v_{1c0_1} , v_{2a0_2} , v_{2b0_2} , v_{2c0_2} , v_{3a0_3} , v_{3b0_3} , v_{3c0_3} e v_{3d0_3} em função do estado das chaves são definidas por:

$$v_{1a0_1} = (2q_{1a} - 1) \frac{v_{c1}}{2} \quad (4.92)$$

$$v_{1b0_1} = (2q_{1b} - 1) \frac{v_{c1}}{2} \quad (4.93)$$

$$v_{1c0_1} = (2q_{1c} - 1) \frac{v_{c1}}{2} \quad (4.94)$$

$$v_{2a0_2} = (2q_{2a} - 1) \frac{v_{c2}}{2} \quad (4.95)$$

$$v_{2b0_2} = (2q_{2b} - 1) \frac{v_{c2}}{2} \quad (4.96)$$

$$v_{2c0_2} = (2q_{2c} - 1) \frac{v_{c2}}{2} \quad (4.97)$$

$$v_{2d0_2} = (2q_{2d} - 1) \frac{v_{c2}}{2} \quad (4.98)$$

$$v_{3a0_3} = (2q_{3a} - 1) \frac{v_{c3}}{2} \quad (4.99)$$

$$v_{3b0_3} = (2q_{3b} - 1) \frac{v_{c3}}{2} \quad (4.100)$$

$$v_{3c0_3} = (2q_{3c} - 1) \frac{v_{c3}}{2} \quad (4.101)$$

$$v_{3d0_3} = (2q_{3d} - 1) \frac{v_{c3}}{2}. \quad (4.102)$$

As tensões de referência v_{1ac}^* , v_{2ab}^* , v_{3ab}^* , v_{1bc}^* , v_{2cd}^* , v_{3cd}^* , v_{o1}^* e v_{o2}^* para o PWM são dadas em:

$$v_{1ac}^* = v_{1a0_1}^* - v_{1c0_1}^* \quad (4.103)$$

$$v_{2ab}^* = v_{2a0_2}^* - v_{2b0_2}^* \quad (4.104)$$

$$v_{3ab}^* = v_{3a0_3}^* - v_{3b0_3}^* \quad (4.105)$$

$$v_{1bc}^* = v_{1b0_1}^* - v_{1c0_1}^* \quad (4.106)$$

$$v_{2cd}^* = v_{2a0_2}^* - v_{2b0_2}^* \quad (4.107)$$

$$v_{3cd}^* = v_{3c0_3}^* - v_{3d0_3}^* \quad (4.108)$$

$$v_{o1}^* = v_{1ab} - v_{2bc} - v_{3bd} \quad (4.109)$$

$$v_{o2}^* = v_{1ab} + v_{2ad} - v_{3ac} - v_{3bd}. \quad (4.110)$$

Os sinais de gatilho podem ser obtidos através da comparação das tensões de polo de referência $v_{1a0_1}^*$, $v_{1b0_1}^*$, $v_{1c0_1}^*$, $v_{2a0_2}^*$, $v_{2b0_2}^*$, $v_{2c0_2}^*$, $v_{2d0_2}^*$, $v_{3a0_3}^*$, $v_{3b0_3}^*$, $v_{3c0_3}^*$ e $v_{3d0_3}^*$ com uma portadora PWM. Como as tensões de polo são em número de onze, também são necessárias onze equações para a determinação dos tempos dos pulsos PWM. As equações (4.103) - (4.110) fornecidas pelos controladores não são suficientes para determinação das equações referentes às onze tensões de polo de referência, faz-se necessário obter mais três equações para a realização dos cálculos. Essas três equações são as equações auxiliares e podem ser definidas como:

$$v_x^* = v_{1c0_1}^* \quad (4.111)$$

$$v_y^* = v_{2d0_2}^* \quad (4.112)$$

$$v_z^* = v_{3d0_3}^* \quad (4.113)$$

Assim, a partir das equações (4.103) - (4.110) e (4.111) a (4.113), as tensões de polo de referência são definidas por:

$$v_{1a0_1}^* = v_{1ac}^* + v_x^* \quad (4.114)$$

$$v_{1b0_1}^* = v_{1bc}^* + v_x^* \quad (4.115)$$

$$v_{1c0_1}^* = v_x^* \quad (4.116)$$

$$v_{2a0_2}^* = \frac{1}{3}v_{1ac}^* + \frac{2}{3}v_{2ab}^* + \frac{1}{3}v_{3ab}^* - \frac{1}{3}v_{1bc}^* + \frac{2}{3}v_{2cd}^* - \frac{1}{3}v_{3cd}^* - \frac{2}{3}v_{o1}^* + \frac{1}{3}v_{o2}^* + v_y^* \quad (4.117)$$

$$v_{2b0_2}^* = \frac{1}{3}v_{1ac}^* - \frac{1}{3}v_{2ab}^* + \frac{1}{3}v_{3ab}^* - \frac{1}{3}v_{1bc}^* + \frac{2}{3}v_{2cd}^* - \frac{1}{3}v_{3cd}^* - \frac{2}{3}v_{o1}^* + \frac{1}{3}v_{o2}^* + v_y^* \quad (4.118)$$

$$v_{2c0_2}^* = v_{2cd}^* + v_y^* \quad (4.119)$$

$$v_{2d0_2}^* = v_y^* \quad (4.120)$$

$$v_{3a0_3}^* = \frac{2}{3}v_{1ac}^* + \frac{1}{3}v_{2ab}^* + \frac{2}{3}v_{3ab}^* - \frac{2}{3}v_{1bc}^* + \frac{1}{3}v_{2cd}^* + \frac{1}{3}v_{3cd}^* - \frac{1}{3}v_{o1}^* - \frac{1}{3}v_{o2}^* + v_z^* \quad (4.121)$$

$$v_{3b0_3}^* = \frac{2}{3}v_{1ac}^* + \frac{1}{3}v_{2ab}^* - \frac{1}{3}v_{3ab}^* - \frac{2}{3}v_{1bc}^* + \frac{1}{3}v_{2cd}^* + \frac{1}{3}v_{3cd}^* - \frac{1}{3}v_{o1}^* - \frac{1}{3}v_{o2}^* + v_z^* \quad (4.122)$$

$$v_{3c0_3}^* = v_{3cd}^* + v_z^* \quad (4.123)$$

$$v_{3d0_3}^* = v_z^* \quad (4.124)$$

As tensões de polo de referência dependem tanto das tensões v_{ac1}^* , v_{ab2}^* , v_{ab3}^* , v_{bc1}^* , v_{cd2}^* , v_{cd3}^* , v_{o1}^* e v_{o2}^* definidas pelos controladores quanto das tensões auxiliares v_x^* , v_y^* e v_z^* . As tensões auxiliares podem ser escolhidas maneira independente, desde que os limites máximos ($v_{c1}^*/2$, $v_{c2}^*/2$ e $v_{c3}^*/2$) e mínimos ($-v_{c1}^*/2$, $-v_{c2}^*/2$ e $-v_{c3}^*/2$) das tensões de polo sejam respeitados, como especificado nas equações (3.130) - (3.135), onde v_{c1}^* , v_{c2}^* e v_{c3}^* são as referências de tensão para os barramentos CC do conversor 1, 2 e 3, respectivamente; $v_{1\max}^* = \max(\vartheta_1)$, $v_{1\min}^* = \min(\vartheta_1)$, $v_{2\max}^* = \max(\vartheta_2)$, $v_{2\min}^* = \min(\vartheta_2)$, $v_{3\max}^* = \max(\vartheta_3)$ e $v_{3\min}^* = \min(\vartheta_3)$ com $\vartheta_1 = \{v_{1ac}^*, v_{1bc}^*, 0\}$, $\vartheta_2 = \{\frac{1}{3}v_{1ac}^* + \frac{2}{3}v_{2ab}^* + \frac{1}{3}v_{3ab}^* - \frac{1}{3}v_{1bc}^* + \frac{2}{3}v_{2cd}^* - \frac{1}{3}v_{3cd}^* - \frac{2}{3}v_{o1}^* + \frac{1}{3}v_{o2}^*, \frac{1}{3}v_{1ac}^* - \frac{1}{3}v_{2ab}^* + \frac{1}{3}v_{3ab}^* - \frac{1}{3}v_{1bc}^* + \frac{2}{3}v_{2cd}^* - \frac{1}{3}v_{3cd}^* - \frac{2}{3}v_{o1}^* + \frac{1}{3}v_{o2}^*, v_{2cd}^*, 0\}$, $\vartheta_3 = \{\frac{2}{3}v_{1ac}^* + \frac{1}{3}v_{2ab}^* + \frac{2}{3}v_{3ab}^* - \frac{2}{3}v_{1bc}^* + \frac{1}{3}v_{2cd}^* + \frac{1}{3}v_{3cd}^* - \frac{1}{3}v_{o1}^* - \frac{1}{3}v_{o2}^*, \frac{2}{3}v_{1ac}^* + \frac{1}{3}v_{2ab}^* - \frac{1}{3}v_{3ab}^* - \frac{2}{3}v_{1bc}^* + \frac{1}{3}v_{2cd}^* + \frac{1}{3}v_{3cd}^* - \frac{1}{3}v_{o1}^* - \frac{1}{3}v_{o2}^*, v_{3cd}^*, 0\}$.

As tensões auxiliares v_x^* , v_y^* e v_z^* podem ser escritas em função dos fatores de distribuição de roda livre, μ_x , μ_y e μ_z como definidas nas equações (3.136)-(3.138), onde $0 \leq \mu_x \leq 1$, $0 \leq \mu_y \leq 1$ e $0 \leq \mu_z \leq 1$, como discutido na subseção (2.2.2).

Para a topologia apresentada nesta seção, as tensões de polo de referência foram comparadas com uma, duas, três e seis triangulares de alta frequência.

Quando duas portadoras *PWM* são utilizadas, uma está defasada de um ângulo $\theta_t = 180^\circ$ em relação à outra, de modo que $\theta_{t1} = 0^\circ$ e $\theta_{t2} = 180^\circ$, onde θ_{t1} e θ_{t2} são, respectivamente, os

ângulos das portadoras v_{t1} e v_{t2} . Neste caso, a portadora v_{t1} é comparada com as tensões de polo de referência $v_{1a0_1}^*$, $v_{1b0_1}^*$ e $v_{1c0_1}^*$ do conversor 1 e com as tensões $v_{3a0_3}^*$, $v_{3b0_3}^*$, $v_{3c0_3}^*$ e $v_{3d0_3}^*$ do conversor 3, e a portadora v_{t2} é comparada com as tensões de polo de referência $v_{2a0_2}^*$, $v_{2b0_2}^*$, $v_{2c0_2}^*$ e $v_{2d0_2}^*$ do conversor 2.

Na Figura 4.8 está ilustrada a utilização de duas portadoras *PWM* para o conversor M344. As considerações feitas sobre a amplitude das triangulares para o conversor M33 valem para o conversor M344.

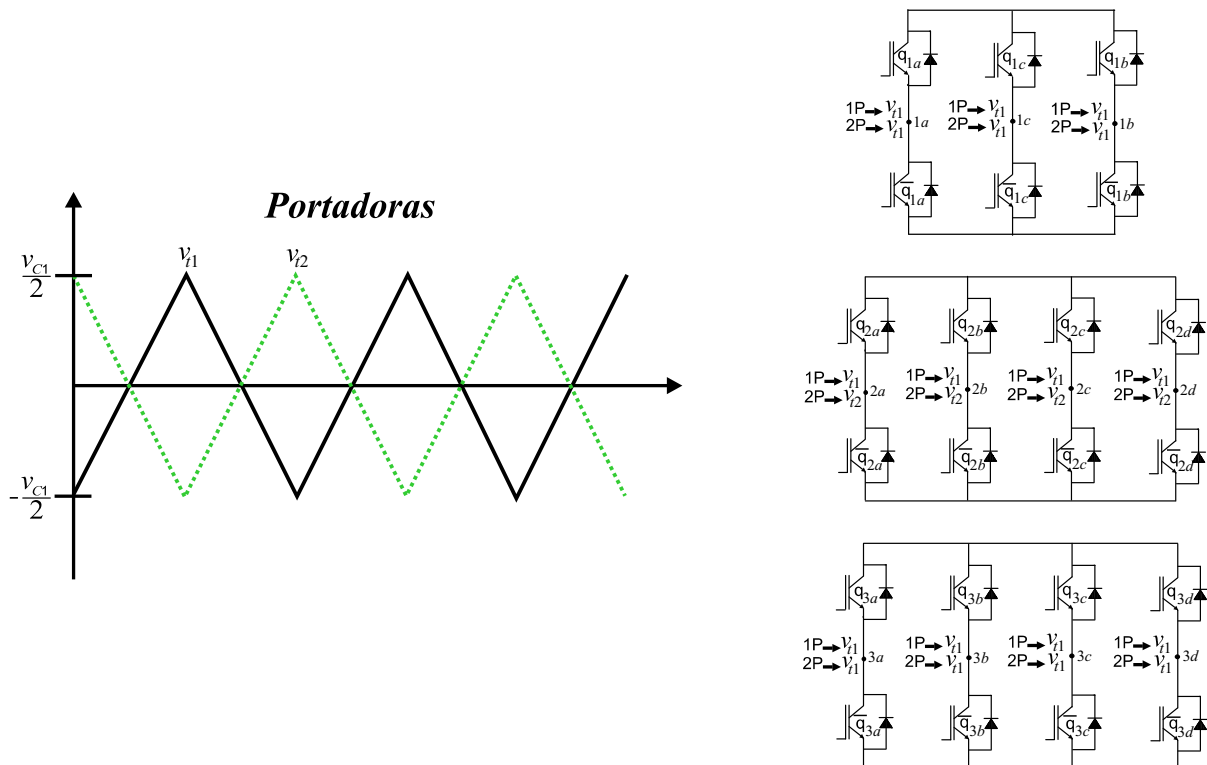


Figura 4.8: Utilização de duas portadoras *PWM* no conversor M344.

Quando se utiliza três portadoras *PWM*, a defasagem entre elas deve ser de um ângulo $\theta_t = 120^\circ$, de maneira que $\theta_{t1} = 0^\circ$, $\theta_{t2} = 120^\circ$ e $\theta_{t3} = 240^\circ$, onde θ_{t1} , θ_{t2} e θ_{t3} são, respectivamente, os ângulos das portadoras v_{t1} , v_{t2} e v_{t3} . Para este caso, a portadora v_{t1} é comparada com as tensões de polo de referência do conversor 1, $v_{1a0_1}^*$, $v_{1b0_1}^*$ e $v_{1c0_1}^*$; a portadora v_{t2} é comparada com as tensões de polo de referência do conversor 2, $v_{2a0_2}^*$, $v_{2b0_2}^*$, $v_{2c0_2}^*$ e $v_{2d0_2}^*$; e a portadora v_{t3} é comparada com as tensões de polo do conversor 3, $v_{3a0_3}^*$, $v_{3b0_3}^*$, $v_{3c0_3}^*$ e $v_{3d0_3}^*$.

Quando se utiliza seis portadoras *PWM*, a defasagem entre elas deve ser de um ângulo $\theta_t = 60^\circ$, de maneira que $\theta_{t1} = 0^\circ$, $\theta_{t2} = 120^\circ$, $\theta_{t3} = 240^\circ$, $\theta_{t4} = 60^\circ$, $\theta_{t5} = 180^\circ$ e $\theta_{t6} = 300^\circ$, onde θ_{t1} , θ_{t2} , θ_{t3} , θ_{t4} , θ_{t5} e θ_{t6} são, respectivamente, os ângulos das portadoras v_{t1} , v_{t2} e v_{t3} , v_{t4} , v_{t5} e v_{t6} . Para este caso, a portadora v_{t1} é comparada com as tensões de polo de referência $v_{1a0_1}^*$ e $v_{1b0_1}^*$, a portadora v_{t4} é comparada com a tensão de polo de referência $v_{1c0_1}^*$; a portadora v_{t2} é comparada com as tensões de polo de referência $v_{2b0_2}^*$ e $v_{2c0_2}^*$; a portadora v_{t5} é comparada com as tensões de polo de referência $v_{2a0_2}^*$ e $v_{2d0_2}^*$, a portadora v_{t3} é comparada com as tensões de polo de referência

$v_{3a0_3}^*$ e $v_{3c0_3}^*$, e a portadora v_{t6} é comparada com as tensões de polo de referência $v_{3b0_3}^*$ e $v_{3d0_3}^*$.

Na Figura 4.9 está ilustrada a utilização de três e seis portadoras *PWM* para o conversor M344.

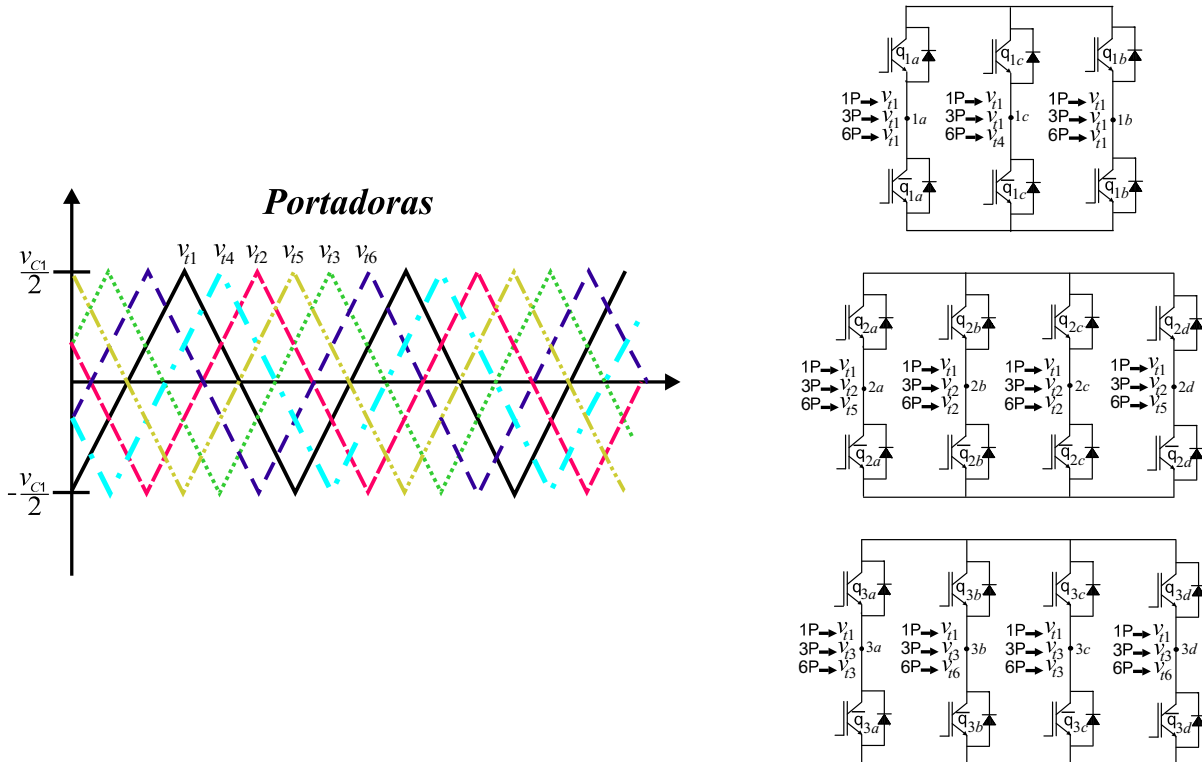


Figura 4.9: Utilização de três e seis portadoras *PWM* no conversor M344.

4.3.3 Estratégia de Controle

Analisando o diagrama de controle, Figura 4.10, pode-se dizer que a tensão total $v_{c1} + v_{c2} + v_{c3}$ dos barramentos *CC* é regulada por um controlador do tipo PI convencional, representado pelo bloco R_{ct} . Esse controlador determina a amplitude I_g^* da corrente de referência desejada na entrada da rede monofásica. A tensão v_{c1} do capacitor do barramento *CC* do conversor 1 é regulada por um controlador também do tipo PI convencional, representado pelo bloco R_{c1} que fornece um fator, k_1 . Analogamente, a tensão v_{c2} do capacitor do barramento *CC* do conversor 2 é regulada por um controlador também do tipo PI convencional, representado pelo bloco R_{c2} que fornece como saída um fator, k_2 que, juntamente com o fator k_1 ($0 \leq k_1 + k_2 \leq 1$) completam a definição das tensões de referência v_{1ac}^* , v_{2ab}^* e v_{3ab}^* nas equações (4.125) - (4.127).

O controle do fator de potência da entrada da rede é feito a partir da sincronização da corrente instantânea de referência i_g^* com a tensão da rede monofásica, e_g . Essa sincronização é representada pelo bloco $GEN-i_g$. O controlador da corrente de entrada, representado pelo bloco R_g , é implementado usando controlador de dupla sequência, (2.24) - (2.26), com $j = g$ e $m = g$. O controlador define a tensão de referência v_g^* .

As tensões de referência v_{1ac}^* , v_{2ab}^* e v_{3ab}^* são dadas pela relação entre v_g^* e k_1 e k_2 , definidos pela regulação dos barramentos *CC* dos conversores 1, 2 e 3:

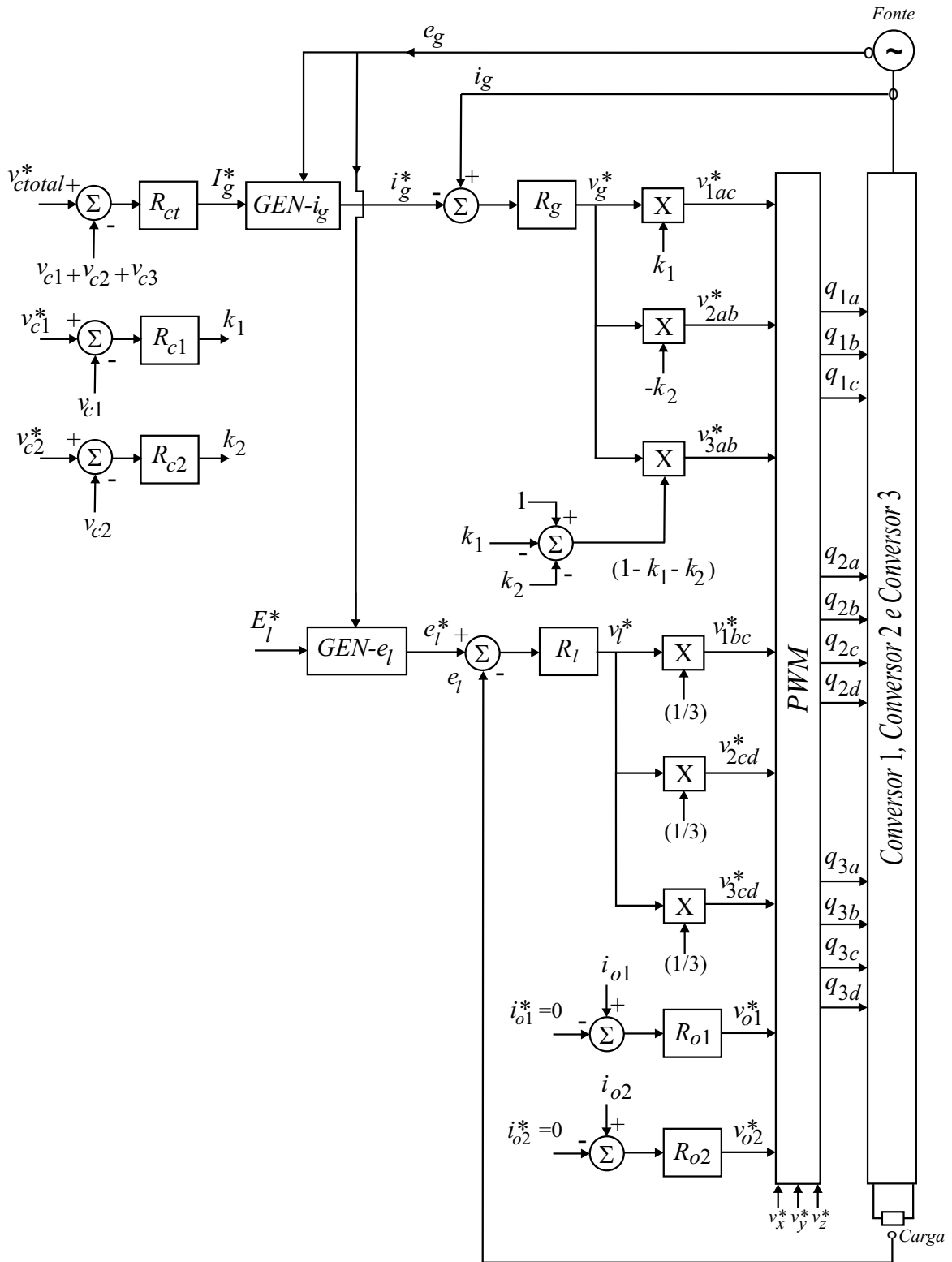


Figura 4.10: Diagrama de controle da topologia M344.

$$v_{1ac}^* = k_1 v_g^* \quad (4.125)$$

$$v_{2ab}^* = -k_2 v_g^* \quad (4.126)$$

$$v_{3ab}^* = (1 - k_1 - k_2) v_g^* \quad (4.127)$$

O sinal negativo na equação (4.126) é necessário, pois na definição da tensão de entrada, $v_g = v_{1ac} - v_{2ab} + v_{3ab}$. Os fatores k_1 e k_2 regulam a divisão da tensão total dos barramentos CC entre os conversores 1, 2 e 3. Juntamente com o controle do barramento CC total, que gera a amplitude da corrente de referência I_g^* , a regulação da tensão de barramento CC entre os conversores 1, 2 e 3 garante a divisão da energia total de maneira igualitária.

O controle da tensão de saída é realizado pelo controlador PI de dupla sequência representado pelo bloco R_l , (2.24)-(2.26), com $j = l$ e $m = l$. Na saída do controlador é obtida a tensão de referência v_l^* . As tensões de referência v_{1bc}^* , v_{2cd}^* e v_{3cd}^* são dadas em função do valor de v_l^* . Para garantir a divisão igualitária da energia entre os três conversores, em cada conversor é aplicada a terça parte da tensão de referência para a saída do conversor.

$$v_{1bc}^* = v_l^*/3 \quad (4.128)$$

$$v_{2cd}^* = v_l^*/3 \quad (4.129)$$

$$v_{3cd}^* = v_l^*/3. \quad (4.130)$$

A tensão de saída é definida como $v_l = v_{1bc} + v_{2cd} + v_{3cd}$.

O controle das correntes de circulação, definidas nas equações (4.73) e (4.76), é realizado por dois controlador PI de dupla sequência representados pelos blocos R_{o1} e R_{o2} , (2.24) - (2.26), com $j = o1$ e $m = o1$ ou $j = o2$ e $m = o2$. Na saída do controlador são obtidas as tensões de referência do controle das correntes de circulação, v_{o1}^* e v_{o2}^* .

As tensões de referência v_{1ac}^* , v_{2ab}^* , v_{3ab}^* , v_{1bc}^* , v_{2cd}^* , v_{3cd}^* , v_{o1}^* , v_{o2}^* e as tensões auxiliares v_x^* , v_y^* e v_z^* definidas pelas equações (3.136)-(3.138) são aplicadas ao bloco *PWM* para o cálculo das tensões de polo de referência, definidas pelas equações (4.114)-(4.124). Essas tensões de polo de referência são comparadas com portadoras *PWM* triangulares de alta frequência a fim de gerar os sinais de gatilho das chaves do conversor CA-CC-CA apresentado.

4.4 Outros Conversores CA-CC-CA Monofásicos com Três Barramentos CC

Existem outras possíveis combinações de módulos de conversores monofásicos de três e quatro braços que formariam estruturas série com três barramentos CC diferentes das apresentadas neste capítulo. Na Figura 4.11 estão mostradas duas possibilidades dessas topologias.

Nessas estruturas monofásicas série, a quantidade de braços que formam o conversor não permitem, no caso geral, o controle independente dos sinais de tensão de entrada e saída dos conversores e das correntes de entrada e de circulação. Algumas dessas variáveis ficariam livres da ação do controle, o que acarretaria em desbalanceamentos e não funcionamento adequado do conversor.

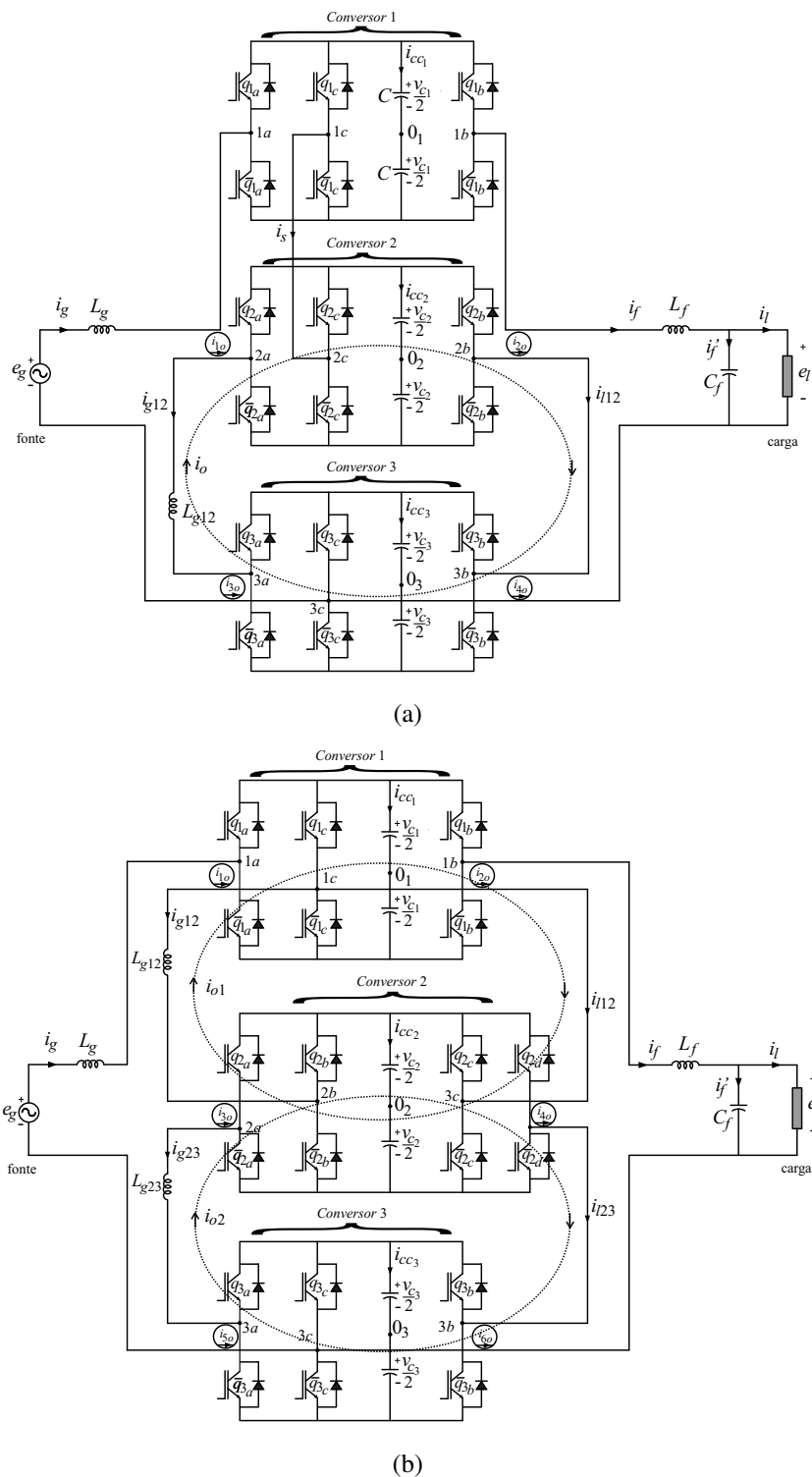


Figura 4.11: Esquema de conversores com três módulos monofásicos (a) M333. (b) M343.

4.5 Conclusão

Neste capítulo foram apresentados os modelos, estratégias *PWM* e de controle de duas topologias monofásicas série estudadas neste trabalho, são elas M334 e M344. No controle das estruturas foram obtidas a regulação da tensão do barramento *CC*, a regulação da tensão e frequência na carga e a maximização do fator de potência na entrada da rede. A partir das equações mostradas neste capítulo, também as topologias monofásicas série são simuladas com o objetivo de se obter suas características de distorção harmônica, perdas nos capacitores do barramento *CC* e perdas nas chaves semicondutoras de potência completando o estudo das topologias série. Da mesma forma que nas topologias com dois módulos monofásicos, as equações de entrada e saída das topologias com três módulos podem ser iguais aos modelos das topologias convencionais caso sejam feitas as considerações sobre os valores dos parâmetros utilizados.

Capítulo 5

Conversores CA-CC-CA Monofásicos - Análise da *WTHD*

5.1 Introdução

Neste capítulo é apresentada uma análise comparativa entre as topologias monofásicas série (M33, M34, M44, M334 e M344) e as topologias monofásicas convencionais (M4 e M3) segundo a observação das curvas da *WTHD* (Distorção Harmônica Total Ponderada) das tensões de entrada e saída geradas pelos conversores para diferentes valores do fator de distribuição de roda livre, μ . Nos conversores que possuem mais de um μ , considera-se $\mu_s = \mu$, onde $s = x, y$ ou z . A técnica de múltiplas portadoras *PWM* é analisada em cada uma das topologias. O objetivo de utilizar essa técnica é encontrar, nas topologias monofásicas série, menores valores de distorção harmônica em relação às topologias convencionais. Nas topologias série existem várias combinações de utilização das múltiplas portadoras *PWM*, fato que é explorado neste capítulo.

A *WTHD* é definida por:

$$WTHD(h) = \frac{100}{\alpha_1} \sqrt{\sum_{h=2}^{N_h} \left(\frac{\alpha_h}{h}\right)^2} \quad (5.1)$$

onde α_1 é a amplitude da tensão fundamental, α_h é a amplitude da componente harmônica de ordem h e N_h é o número de harmônicos considerado.

A tensão de entrada dos conversores, v_g , está relacionada com a distorção harmônica da corrente da rede monofásica, i_g , enquanto que a tensão de saída dos conversores, v_l , está relacionada com a distorção harmônica da tensão da carga monofásica, e_l . Nesse cenário, a equação (5.1) é suficiente para quantificar os níveis de distorção harmônica nessas regiões onde há a necessidade de bons índices de qualidade na energia (corrente de entrada e tensão de saída), apresentando os ganhos das topologias série face às convencionais.

5.2 Conversor Monofásico com Seis Braços e Dois Barramentos CC (M33)

Na Figura 5.1(a) estão mostradas as *WTHDs* da tensão de entrada do conversor M33 ($v_g = v_{1ac} - v_{2ac}$) em comparação com a *WTHD* da tensão de entrada do conversor convencional M3. A relação entre a tensão de entrada em M33, v_g , e a corrente da rede monofásica, i_g , está mostrada na equação (3.1).

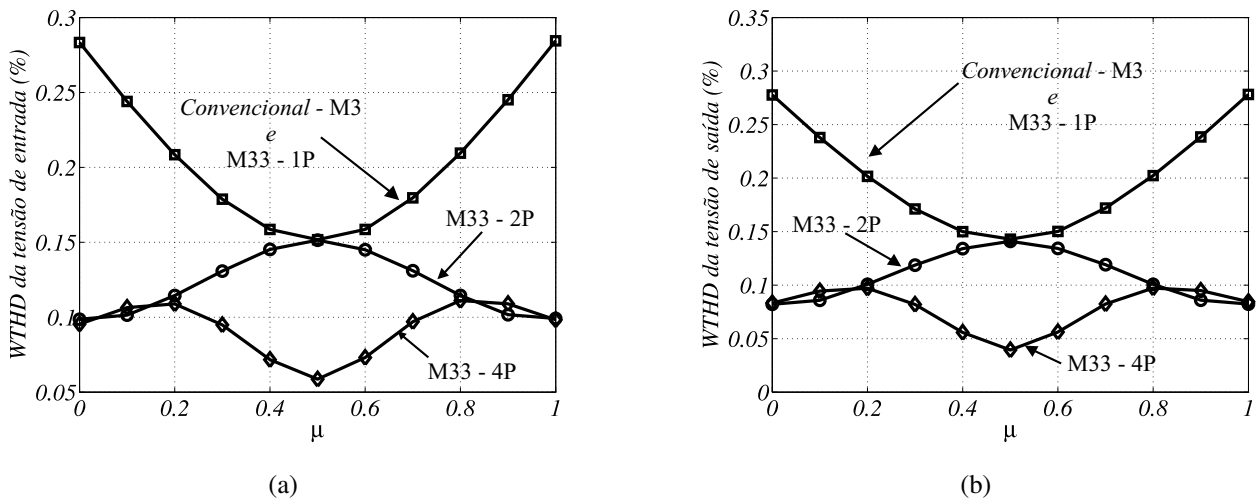


Figura 5.1: Curvas da *WTHD* das topologias M33 e convencional M3. (a) Tensão de entrada, v_g . (b) Tensão de saída, v_l .

Na Figura 5.1(b) estão apresentadas as *WTHDs* da tensão de saída do conversor M33 ($v_l = v_{1bc} - v_{2bc}$) em comparação com a *WTHD* da tensão de saída do conversor convencional M3. A relação entre a tensão de saída em M33, v_l , e a tensão da carga monofásica, e_l , está mostrada na equação (3.2).

Na Tabela A.4 estão mostrados os parâmetros usados para obtenção dos resultados de simulação (em regime permanente) da *WTHD* da topologia M33.

Na Figura 5.1(a), pode-se verificar que as *WTHDs* da tensão de entrada (v_g) possuem os mesmos valores tanto na topologia convencional (M3) quanto na topologia série com uma portadora *PWM* (M33-1P) para qualquer valor de μ . O mesmo acontece na tensão de saída, v_l [Figura 5.1(b)].

Quando duas portadoras *PWM* são utilizadas na topologia série (M33-2P), apenas em $\mu = 0,5$ o valor da *WTHD* é igual ao valor da *WTHD* da topologia convencional M3, para os outros valores de μ a topologia série possui valor menor de *WTHD*. Com quatro portadoras *PWM* na topologia série (M33-4P), ainda é possível obter valores menores de *WTHD*, principalmente em $\mu = 0,5$.

É interessante notar que o menor valor de *WTHD* é obtido ao utilizar quatro portadoras *PWM* com $\mu = 0,5$. Com os valores $\mu = 0$ ou $\mu = 1$, ocorre uma maior redução relativa a *WTHD* da topologia convencional.

Em termos percentuais, pode-se observar que em relação ao valor da topologia convencional M3, com $\mu = 0,5$ a redução chega a 63% na curva referente à entrada e 72% na curva referente

à saída. Com $\mu = 0$ ou $\mu = 1$, a redução é de 66% na curva referente à entrada e 70% na curva referente à saída. A situação é interessante para diminuir as perdas, já que quando $\mu = 0$ ou $\mu = 1$ um dos braços pode operar em determinados instantes com frequência de chaveamento nula.

A partir da análise do perfil dos pulsos das tensões geradas na entrada (v_g) e na saída (v_l) dos conversores, pode-se observar como se dá a redução nos valores de *WTHD*.

Conforme mostrado na Figura 5.2, a tensão de entrada da topologia convencional M3 possui perfil semelhante ao perfil da tensão de entrada da topologia série M33 quando é utilizada uma portadora *PWM*. Com duas portadoras *PWM* também se encontra perfil semelhante da tensão v_g da topologia convencional M3 com $\mu = 0,5$ [Figuras 5.2(b) e 5.3(b)]. Esse resultado confirma o que já havia sido observado na Figura 5.1(a) com respeito aos valores de *WTHD* nessas condições.

É interessante observar a pequena diferença entre os perfis de tensão nessas situações em que o valor de *WTHD* é o mesmo. Na tensão de entrada da topologia série M33, pode-se notar que próximo à inversão de sinal existem dois níveis a mais [Figura 5.2(d), (e) e (f)] quando comparado com conversor convencional M3 [Figura 5.2(a), (b) e (c)]. Isso acontece pois, por exemplo, nos conversores com braço dividido, não se consegue obter $\mu = 0,5$ para a entrada e para a saída ao mesmo tempo, a menos que as referências de tensão de entrada e saída tenham o mesmo valor. Como neste caso essa condição não é satisfeita, consegue-se obter um $\mu = 0,5$ global em cada um dos dois conversores conectados em série. Assim, os pulsos gerados pelo conversor 1 serão deslocados com relação aos pulsos gerados pelo conversor 2, de maneira que quando as tensões nos conversores forem somadas gerando a tensão total de entrada, os pulsos diferentes irão estabelecer os dois níveis a mais. A pequena diferença no valor da *WTHD* é irrisória, portanto, não é perceptível no fundo de escala das Figuras 5.1(a) e 5.1(b). Essa análise se estende para a tensão de saída, bem como para todas as outras topologias apresentadas neste trabalho.

Com duas portadoras *PWM* para os valores de $\mu = 0$ e $\mu = 1$, [Figura 5.3(a) e (c)]; e quatro portadoras *PWM* para $\mu = 0$, $\mu = 0,5$ e $\mu = 1$ [Figura 5.3(d), (e) e (f)], nota-se que há um aumento no número de níveis do sinal de tensão, principalmente em $\mu = 0,5$ com quatro portadoras *PWM*, caracterizando uma tendência de redução no valor da *WTHD*.

Conforme mostrado na Figura 5.4, a tensão da saída da topologia convencional M3 possui o mesmo perfil da tensão da carga da topologia série M33 quando é utilizada uma portadora *PWM*. Com duas portadoras *PWM* e $\mu = 0,5$, observa-se o mesmo perfil da tensão v_l da topologia convencional M3 com $\mu = 0,5$ [Figuras 5.4(b) e 5.5(b)]. Esse resultado confirma o que já havia sido observado na Figura 5.1(b). Quando são utilizadas duas portadoras *PWM* para os valores de $\mu = 0$ e $\mu = 1$ [Figura 5.5(a) e (c)]; e quatro portadoras *PWM* para $\mu = 0$, $\mu = 0,5$ e $\mu = 1$ [Figuras 5.5(d), (e) e (f)], nota-se que também há um aumento no número de níveis do sinal de tensão, caracterizando uma tendência de redução no valor da *WTHD*.

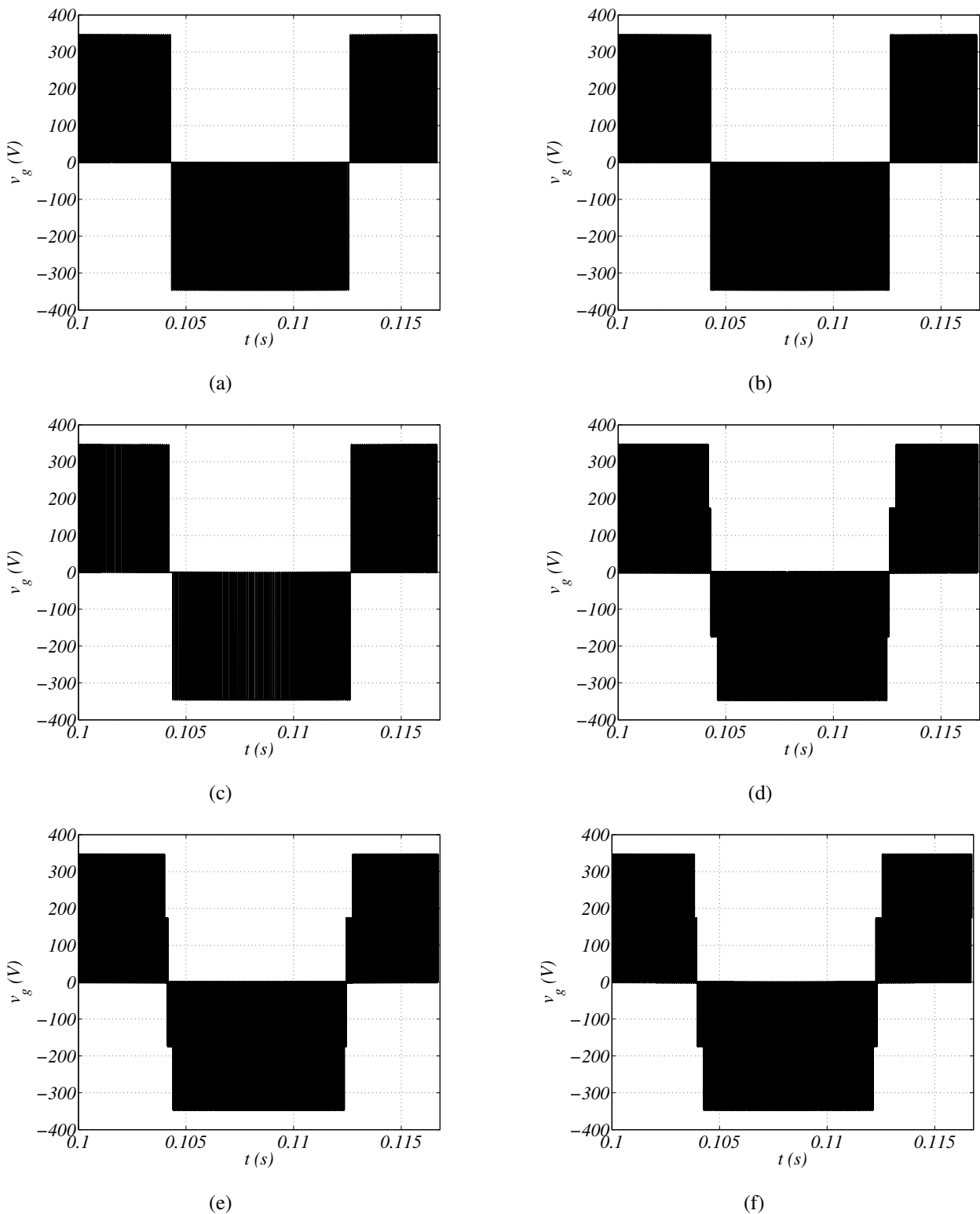


Figura 5.2: Tensão v_g . (a) Topologia convencional M3 com $\mu = 0$. (b) Topologia convencional M3 com $\mu = 0,5$. (c) Topologia convencional M3 com $\mu = 1$. (d) Topologia série M33 usando uma portadora *PWM* com $\mu = 0$. (e) Topologia série M33 usando uma portadora *PWM* com $\mu = 0,5$. (f) Topologia série M33 usando uma portadora *PWM* com $\mu = 1$.

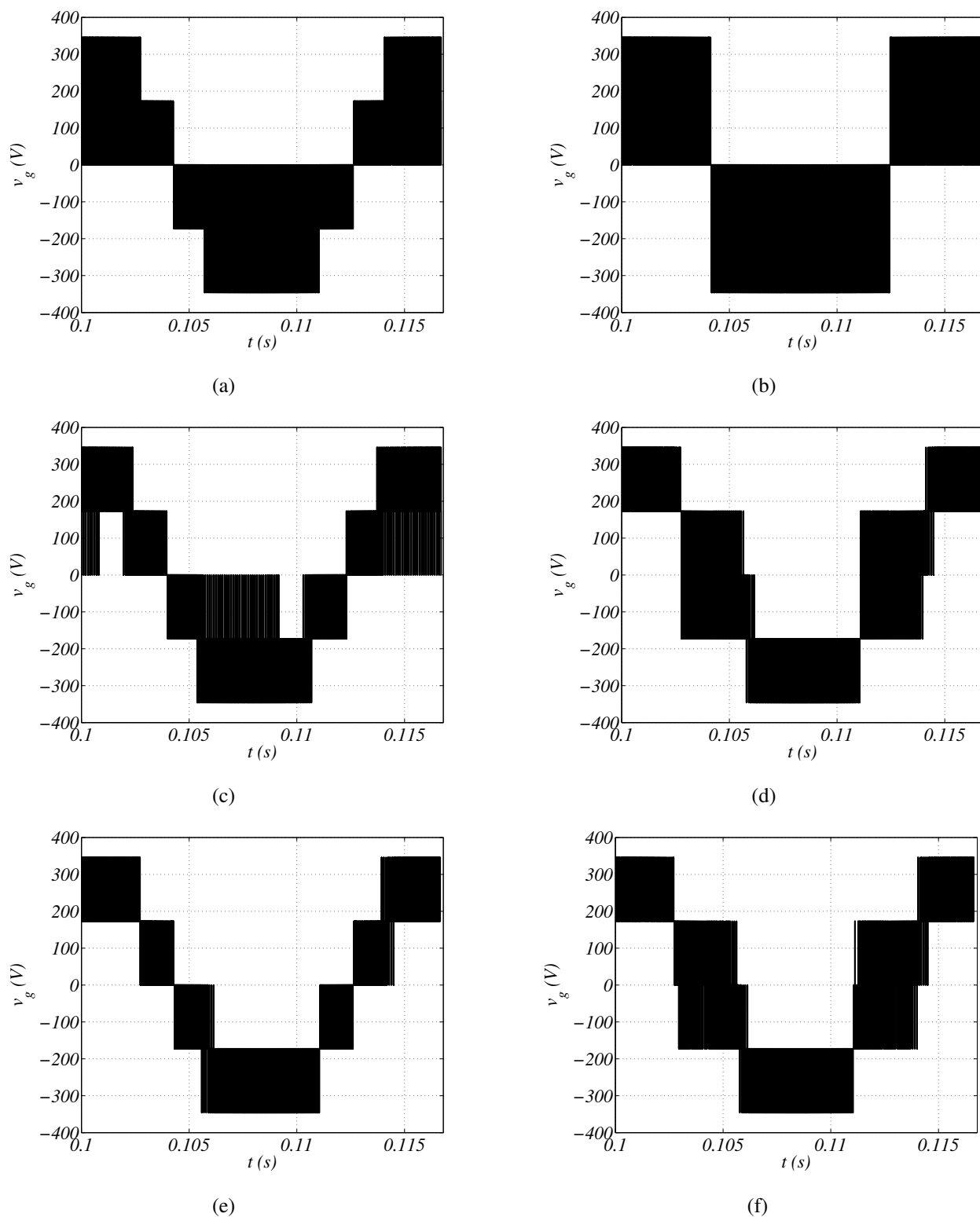


Figura 5.3: Tensão v_g . (a) Topologia M33 usando duas portadoras PWM com $\mu = 0$. (b) Topologia M33 usando duas portadoras PWM com $\mu = 0,5$. (c) Topologia M33 usando duas portadoras PWM com $\mu = 1$. (d) Topologia M33 usando quatro portadoras PWM com $\mu = 0$. (e) Topologia M33 usando quatro portadoras PWM com $\mu = 0,5$. (f) Topologia M33 usando quatro portadoras PWM com $\mu = 1$.

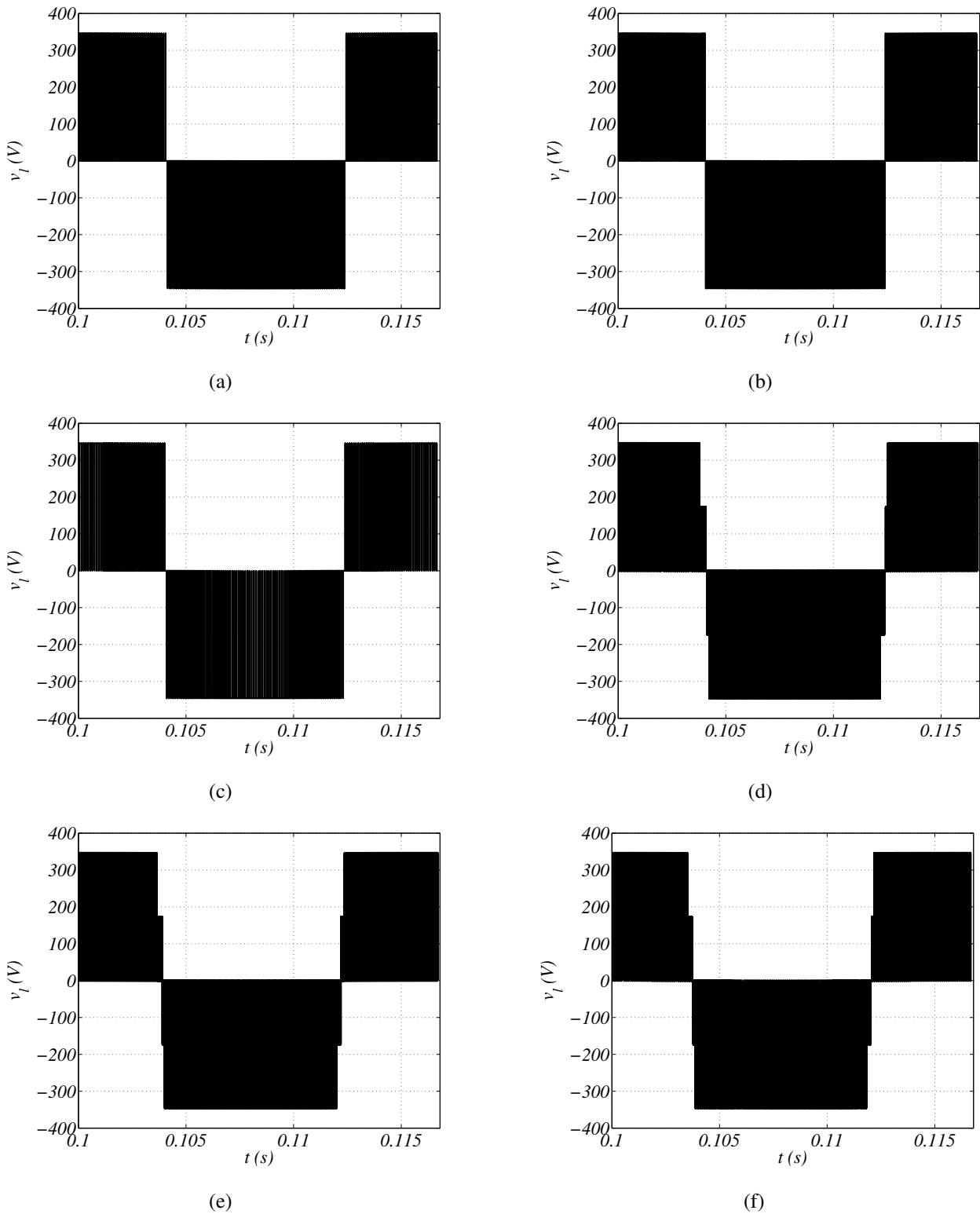


Figura 5.4: Tensão v_l . (a) Topologia convencional M3 com $\mu = 0$. (b) Topologia convencional M3 com $\mu = 0,5$. (c) Topologia convencional M3 com $\mu = 1$. (d) Topologia série M33 usando uma portadora *PWM* com $\mu = 0$. (e) Topologia série M33 usando uma portadora *PWM* com $\mu = 0,5$. (f) Topologia série M33 usando uma portadora *PWM* com $\mu = 1$.

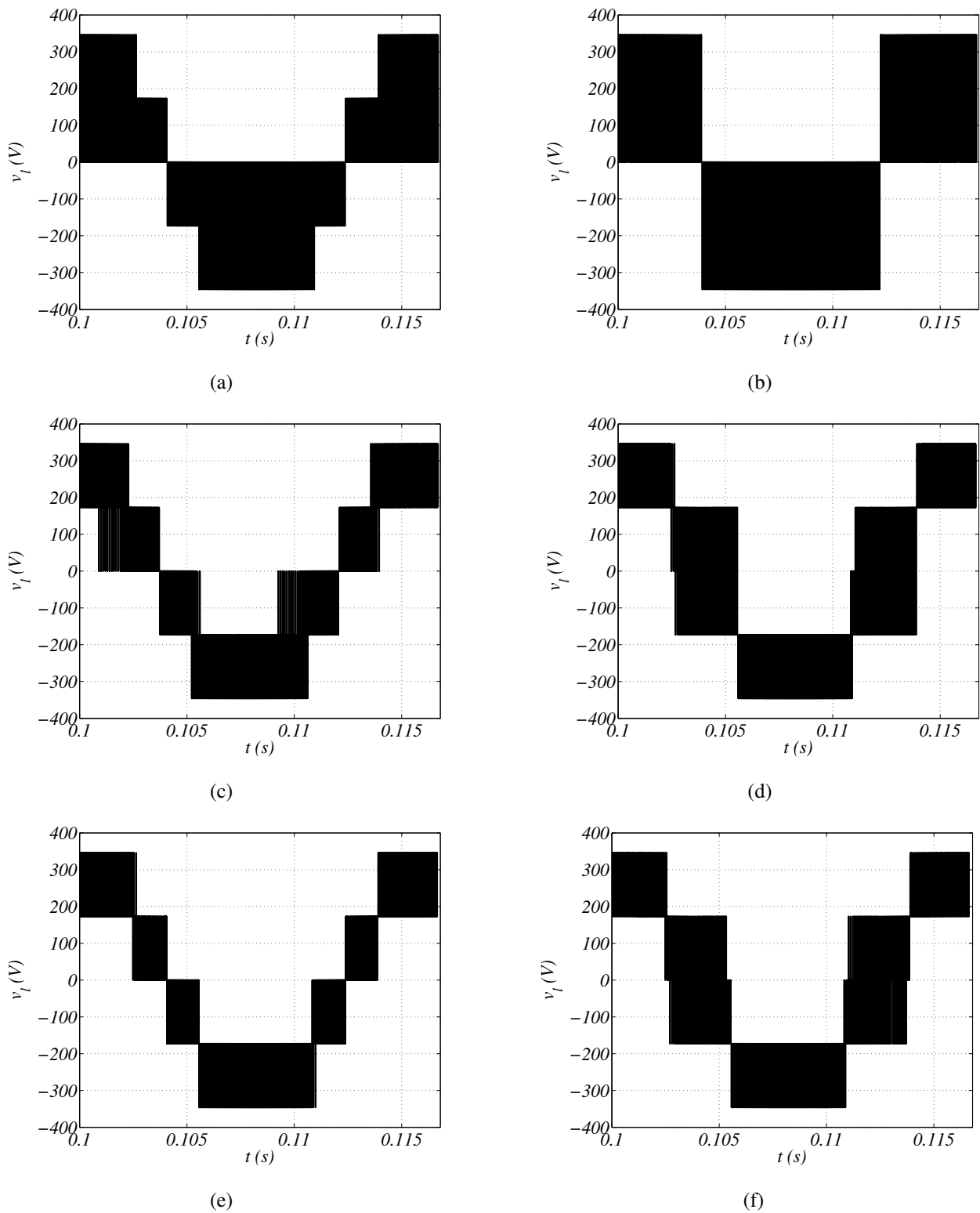


Figura 5.5: Tensão v_l . (a) Topologia série M33 usando duas portadoras *PWM* com $\mu = 0$. (b) Topologia série M33 usando duas portadoras *PWM* com $\mu = 0,5$. (c) Topologia série M33 usando duas portadoras *PWM* com $\mu = 1$. (d) Topologia série M33 usando quatro portadoras *PWM* com $\mu = 0$. (e) Topologia série M33 usando quatro portadoras *PWM* com $\mu = 0,5$. (f) Topologia série M33 usando quatro portadoras *PWM* com $\mu = 1$.

5.3 Conversor Monofásico com Sete Braços e Dois Barramentos CC (M34)

Na Figura 5.6(a) estão mostradas as *WTHDs* da tensão de entrada do conversor M34 ($v_g = v_{1ac} - v_{2ab}$) em comparação com a *WTHD* da tensão de entrada do conversor convencional M3. A relação entre a tensão de entrada em M34, v_g , e a corrente da rede monofásica, i_g , pode ser vista na equação (3.33).

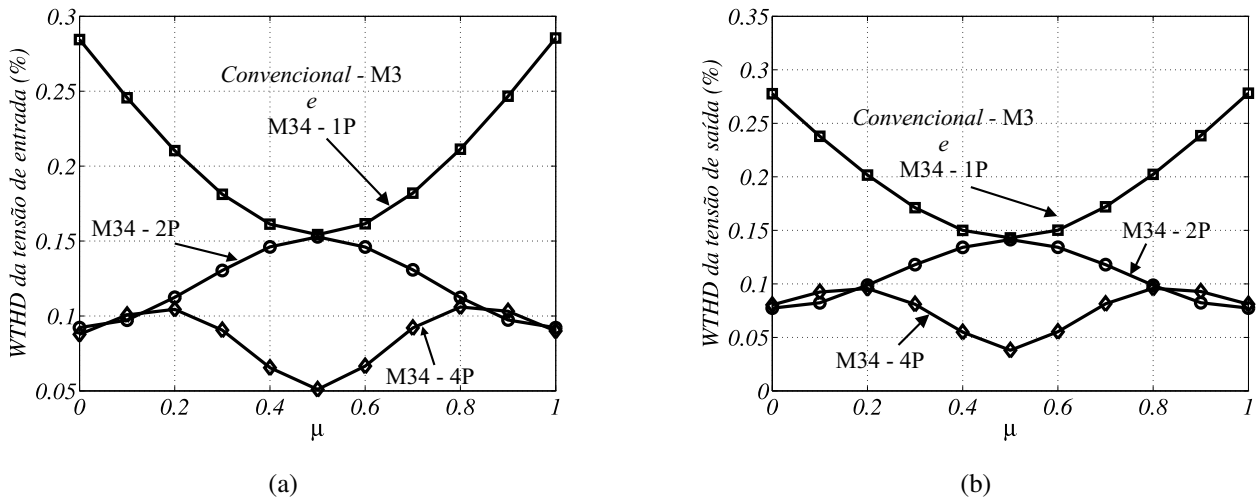


Figura 5.6: Curvas da *WTHD* das topologias M34 e convencional M3. (a) Tensão de entrada, v_g . (b) Tensão de saída, v_l .

Na Figura 5.6(b) estão apresentadas as *WTHDs* da tensão de saída do conversor M34 ($v_l = v_{1bc} + v_{2cd}$) em comparação com a *WTHD* da tensão de saída do conversor convencional M3. A relação entre a tensão de saída em M34, v_l , e a tensão da carga, e_l , pode ser vista na equação (3.34).

Na Tabela A.6 estão mostrados os parâmetros usados para obtenção dos resultados de simulação (em regime permanente) da *WTHD* da topologia M34.

Nas Figuras 5.6(a) e 5.6(b) cabem as mesmas análises feitas com relação à topologia série M33 sobre a disposição relativas das curvas da *WTHD*.

Os menores valores da *WTHD* ocorrem principalmente quando são utilizadas quatro portadoras *PWM* com $\mu = 0,5$. Com $\mu = 0,5$, a redução chega a 67% com relação ao valor da topologia convencional M3 na curva referente à entrada e 73% na curva referente à saída. Caso a operação do sistema seja em $\mu = 0$ ou $\mu = 1$, a redução é de 69% na curva na entrada e 72% na saída.

Conforme mostrado na Figura 5.7, a tensão de entrada da topologia convencional M3 possui um perfil semelhante ao da tensão de entrada da topologia série M34 quando é utilizada uma portadora *PWM*. Observa-se também que com duas portadoras *PWM* se encontra perfil semelhante da tensão v_g da topologia convencional M3 com $\mu = 0,5$ [Figuras 5.7(b) e 5.8(b)].

Com duas portadoras *PWM* para os valores de $\mu = 0$ e $\mu = 1$ [Figuras 5.8(a) e (c)]; e quatro portadoras *PWM* para $\mu = 0$, $\mu = 0,5$ e $\mu = 1$, o aumento no número de níveis do sinal de tensão é visto, principalmente em $\mu = 0,5$ com quatro portadoras *PWM* [Figuras 5.8(d), (e) e (f)].

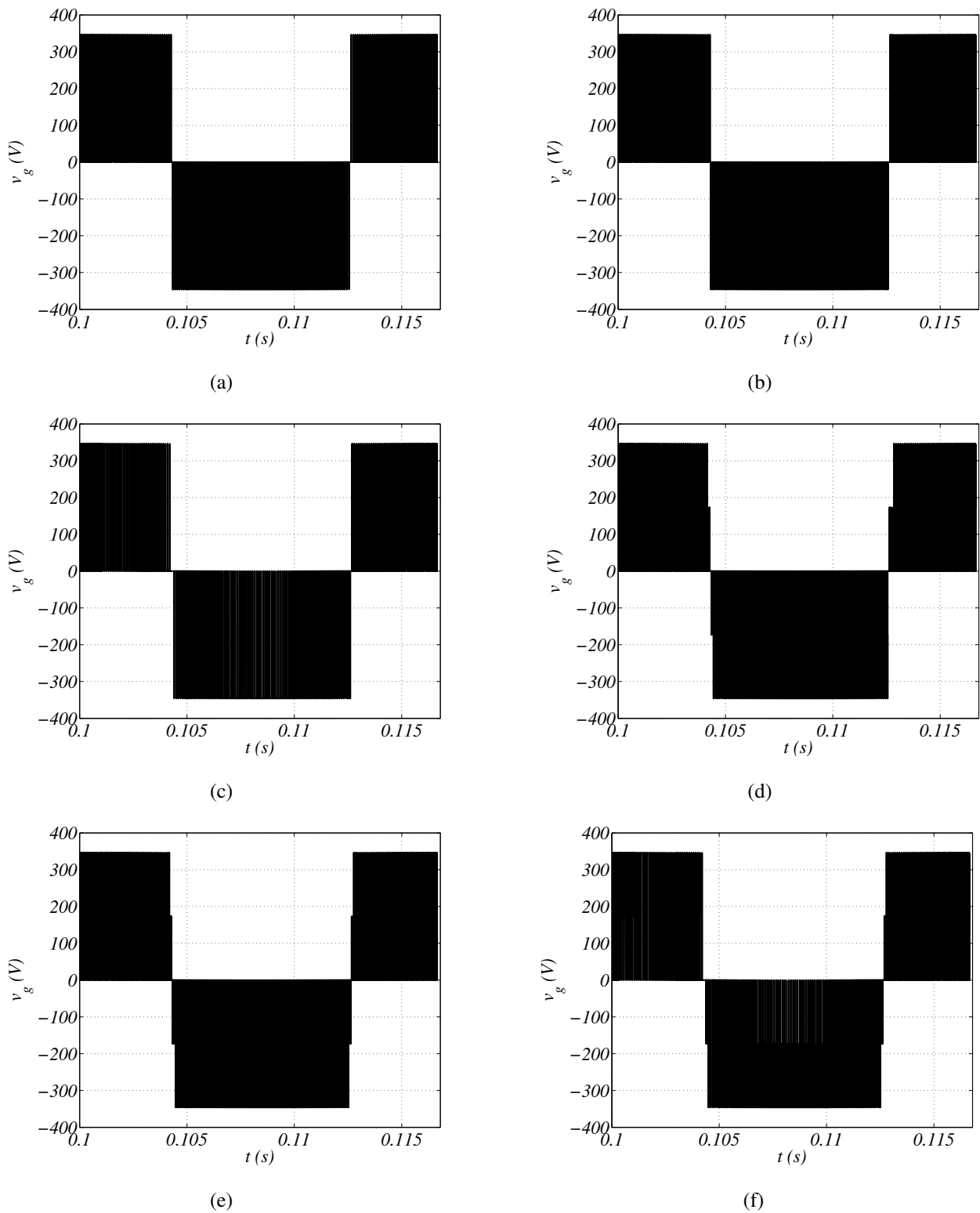


Figura 5.7: Tensão v_g . (a) Topologia convencional M3 com $\mu = 0$. (b) Topologia convencional M3 com $\mu = 0,5$. (c) Topologia convencional M3 com $\mu = 1$. (d) Topologia série M34 usando uma portadora *PWM* com $\mu = 0$. (e) Topologia série M34 usando uma portadora *PWM* com $\mu = 0,5$. (f) Topologia série M34 usando uma portadora *PWM* com $\mu = 1$.

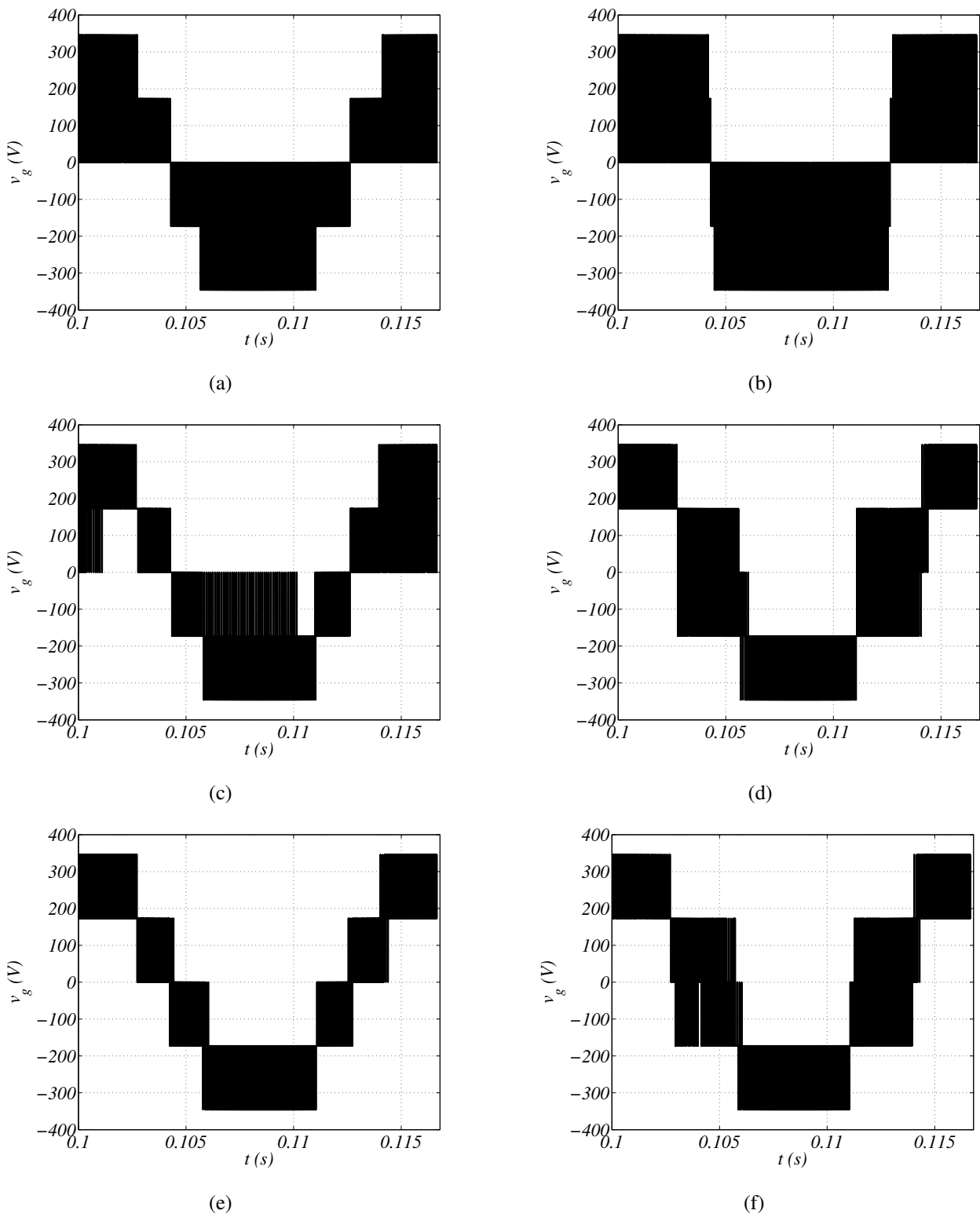


Figura 5.8: Tensão v_g . (a) Topologia série M34 usando duas portadoras *PWM* com $\mu = 0$. (b) Topologia série M34 usando duas portadoras *PWM* com $\mu = 0,5$. (c) Topologia série M34 usando duas portadoras *PWM* com $\mu = 1$. (d) Topologia série M34 usando quatro portadoras *PWM* com $\mu = 0$. (e) Topologia série M34 usando quatro portadoras *PWM* com $\mu = 0,5$. (f) Topologia série M34 usando quatro portadoras *PWM* com $\mu = 1$.

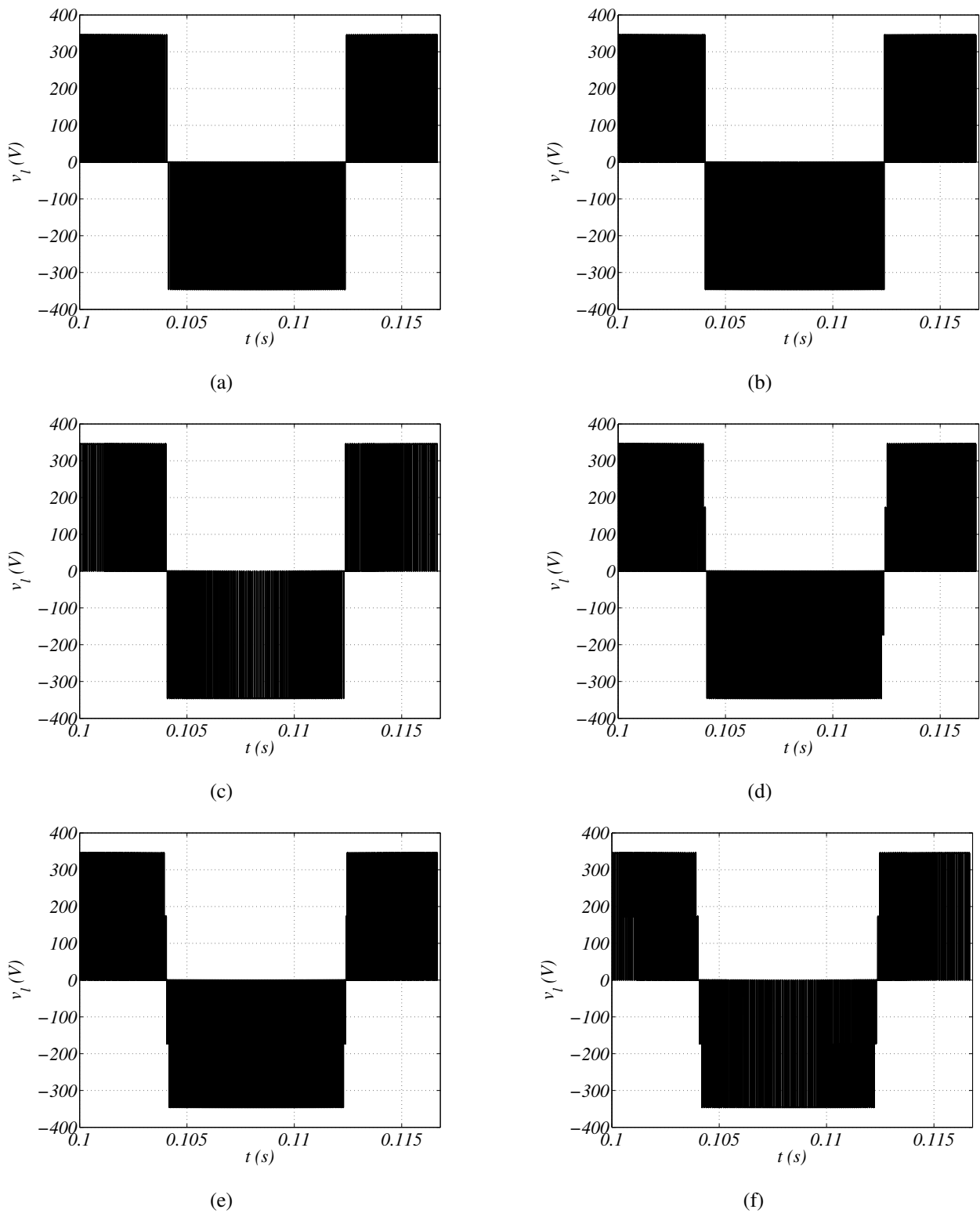


Figura 5.9: Tensão v_L . (a) Topologia convencional M3 com $\mu = 0$. (b) Topologia convencional M3 com $\mu = 0,5$. (c) Topologia convencional M3 com $\mu = 1$. (d) Topologia série M34 usando uma portadora *PWM* com $\mu = 0$. (e) Topologia série M34 usando uma portadora *PWM* com $\mu = 0,5$. (f) Topologia série M34 usando uma portadora *PWM* com $\mu = 1$.

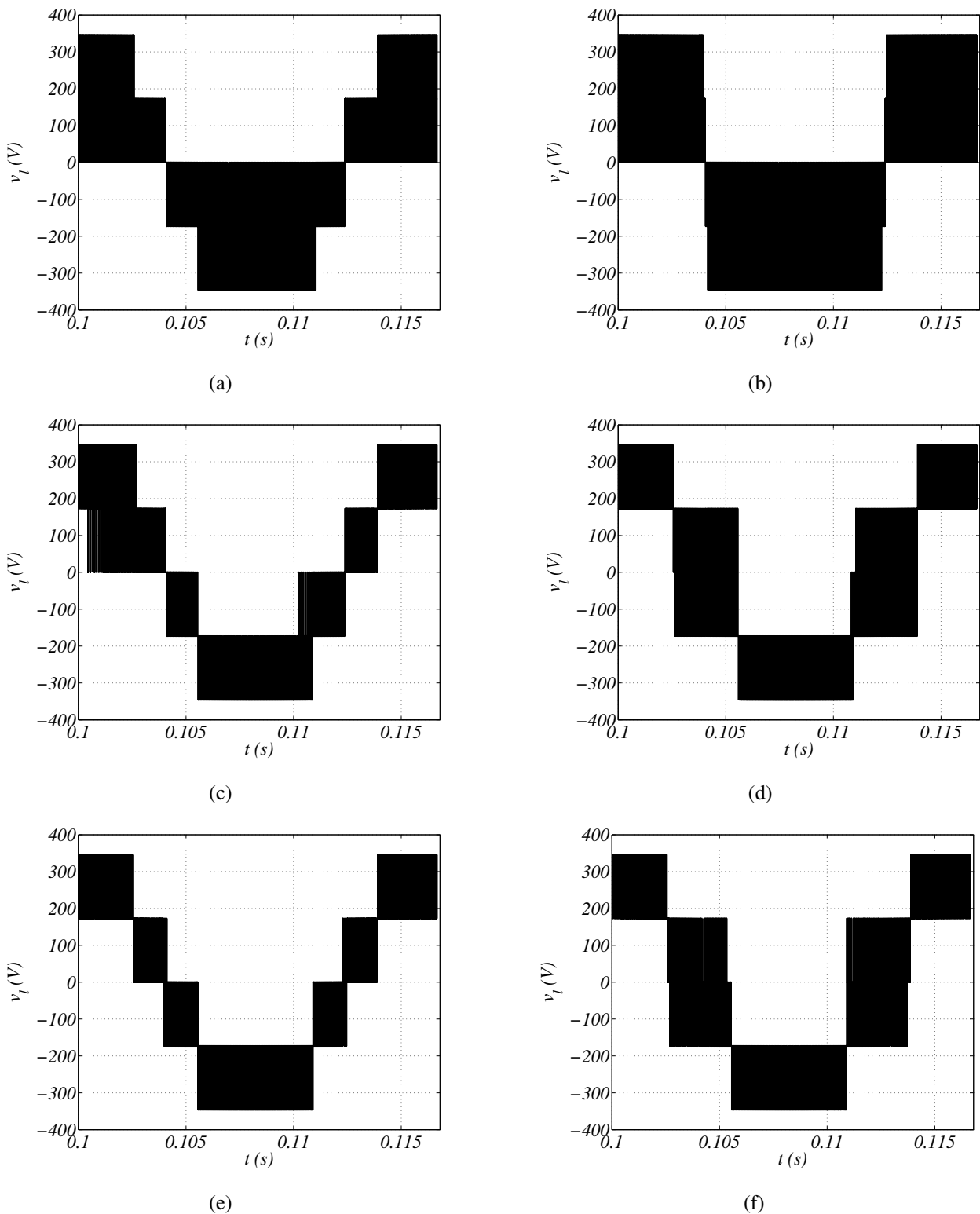


Figura 5.10: Tensão v_l . (a) Topologia série M34 usando duas portadoras PWM com $\mu = 0$. (b) Topologia série M34 usando duas portadoras PWM com $\mu = 0,5$. (c) Topologia série M34 usando duas portadoras PWM com $\mu = 1$. (d) Topologia série M34 usando quatro portadoras PWM com $\mu = 0$. (e) Topologia série M34 usando quatro portadoras PWM com $\mu = 0,5$. (f) Topologia série M34 usando quatro portadoras PWM com $\mu = 1$.

Conforme mostrado na Figura 5.9, a tensão de saída, v_l , da topologia convencional M3 possui um perfil semelhante ao da tensão da carga da topologia série M34 quando é utilizada uma portadora *PWM*. Com duas portadoras *PWM* também se encontra perfil de v_l semelhante a uma portadora *PWM* com $\mu = 0,5$ [Figuras 5.9(b) e 5.10(b)]. Quando são utilizadas duas portadoras *PWM* com $\mu = 0$ e $\mu = 1$ [Figuras 5.10(a) e (c)]; e quatro portadoras *PWM* com $\mu = 0$, $\mu = 0,5$ e $\mu = 1$ [Figuras 5.10(d), (e) e (f)], é observado um aumento no número de níveis do sinal de tensão, o que demonstra uma tendência de redução no valor da *WTHD*.

5.4 Conversor Monofásico com Oito Braços e Dois Barramentos CC (M44)

Na Figura 5.11(a) estão mostradas as *WTHDs* da tensão de entrada do conversor M44 ($v_g = v_{1ab} + v_{2ab}$) em comparação com a *WTHD* da tensão de entrada do conversor convencional M4. A relação entre a tensão de entrada em M44, v_g , e a corrente da rede monofásica, i_g , é mostrada na equação (3.83).

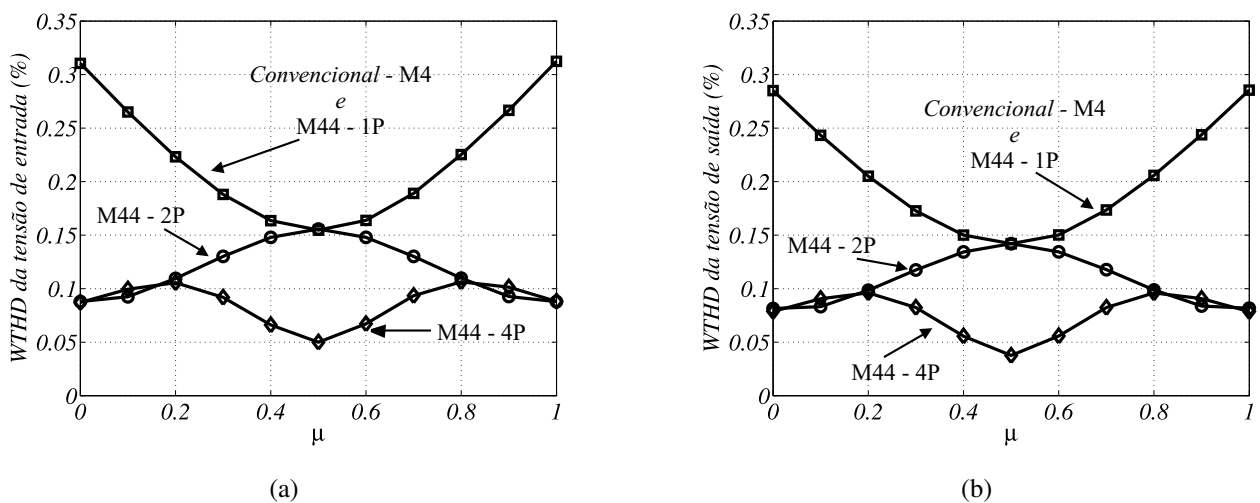


Figura 5.11: Curvas da *WTHD* das topologias M44 e convencional M4. (a) Tensão de entrada, v_g . (b) Tensão de saída, v_l .

Na Figura 5.11(b) estão apresentadas as *WTHDs* da tensão de saída do conversor M44 ($v_l = v_{1cd} + v_{2cd}$) em comparação com a *WTHD* da tensão de saída do conversor convencional M4. A relação entre a tensão de saída em M44, v_l , e a tensão da carga monofásica, e_l , é mostrada na equação (3.84).

Na Tabela A.6 estão mostrados os parâmetros usados para obtenção dos resultados de simulação (em regime permanente) da *WTHD* da topologia M44.

Nas Figura 5.11(a) e Figura 5.11(b), cabem as análises realizadas para a estrutura M33.

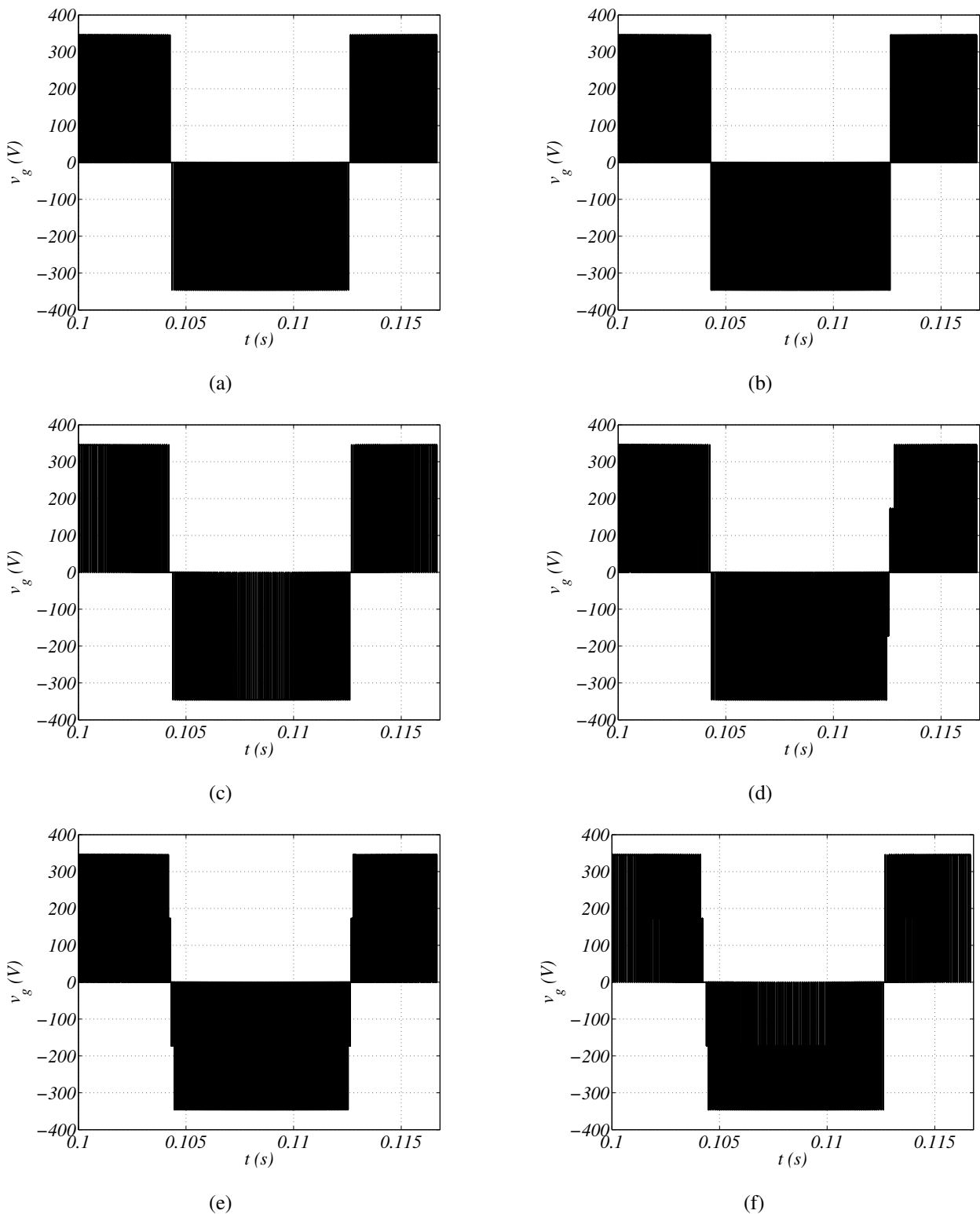


Figura 5.12: Tensão v_g . (a) Topologia convencional M4 com $\mu = 0$. (b) Topologia convencional M4 com $\mu = 0,5$. (c) Topologia convencional M4 com $\mu = 1$. (d) Topologia série M44 usando uma portadora *PWM* com $\mu = 0$. (e) Topologia série M44 usando uma portadora *PWM* com $\mu = 0,5$. (f) Topologia série M44 usando uma portadora *PWM* com $\mu = 1$.

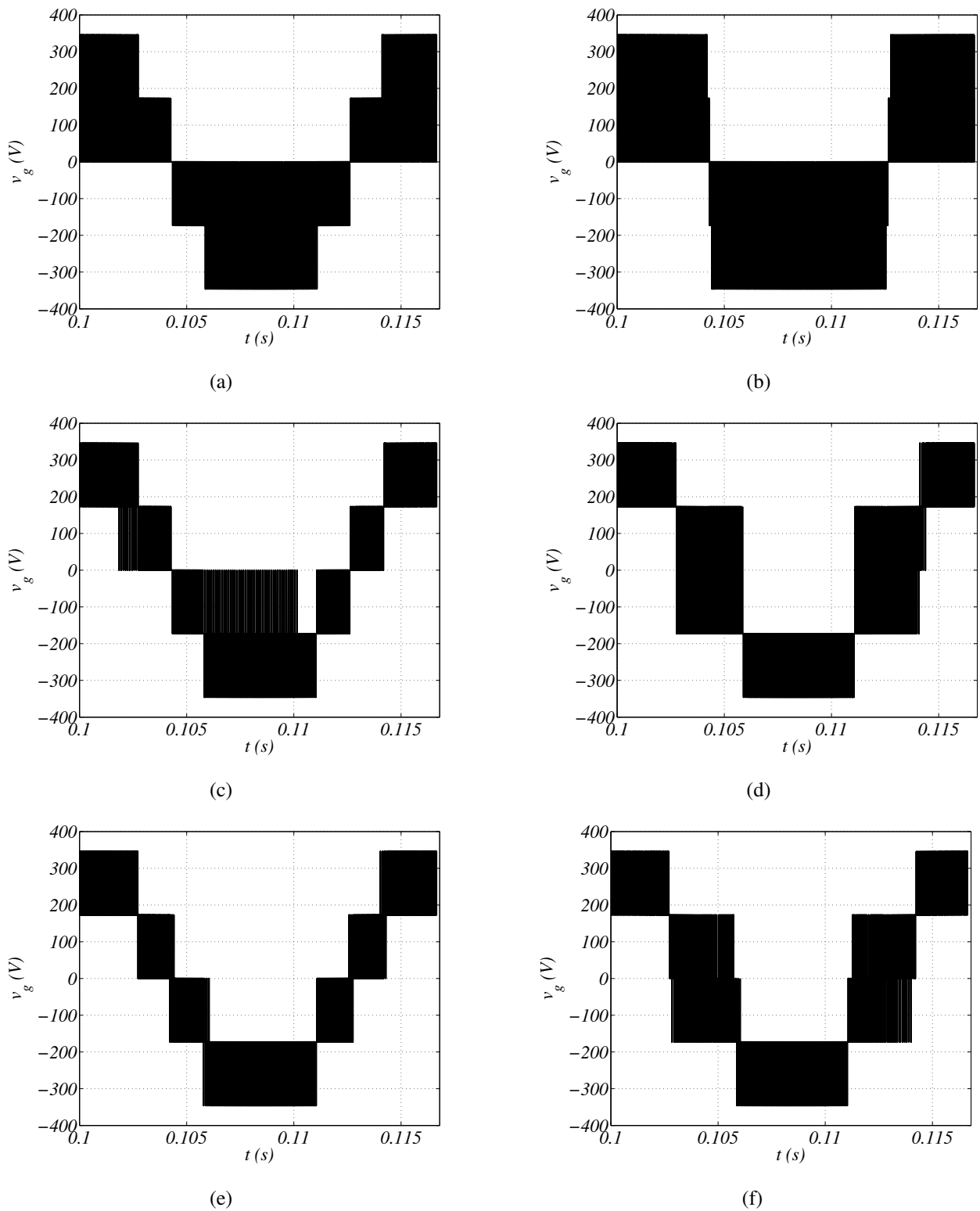


Figura 5.13: Tensão v_g . (a) Topologia série M44 usando duas portadoras PWM com $\mu = 0$. (b) Topologia série M44 usando duas portadoras PWM com $\mu = 0,5$. (c) Topologia série M44 usando duas portadoras PWM com $\mu = 1$. (d) Topologia série M44 usando quatro portadoras PWM com $\mu = 0$. (e) Topologia série M44 usando quatro portadoras PWM com $\mu = 0,5$. (f) Topologia série M44 usando quatro portadoras PWM com $\mu = 1$.

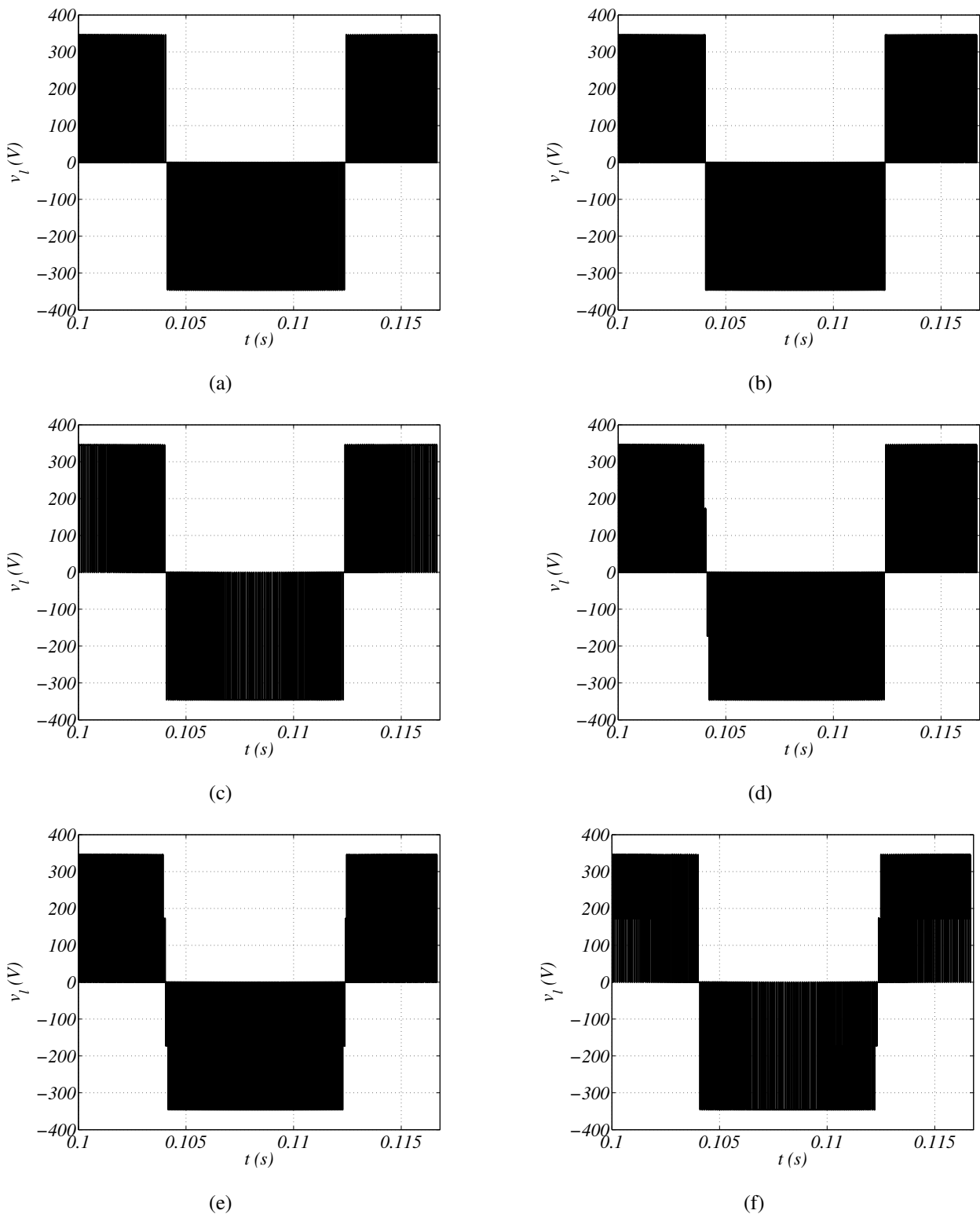


Figura 5.14: Tensão v_l . (a) Topologia convencional M4 com $\mu = 0$. (b) Topologia convencional M4 com $\mu = 0,5$. (c) Topologia convencional M4 com $\mu = 1$. (d) Topologia série M44 usando uma portadora *PWM* com $\mu = 0$. (e) Topologia série M44 usando uma portadora *PWM* com $\mu = 0,5$. (f) Topologia série M44 usando uma portadora *PWM* com $\mu = 1$.

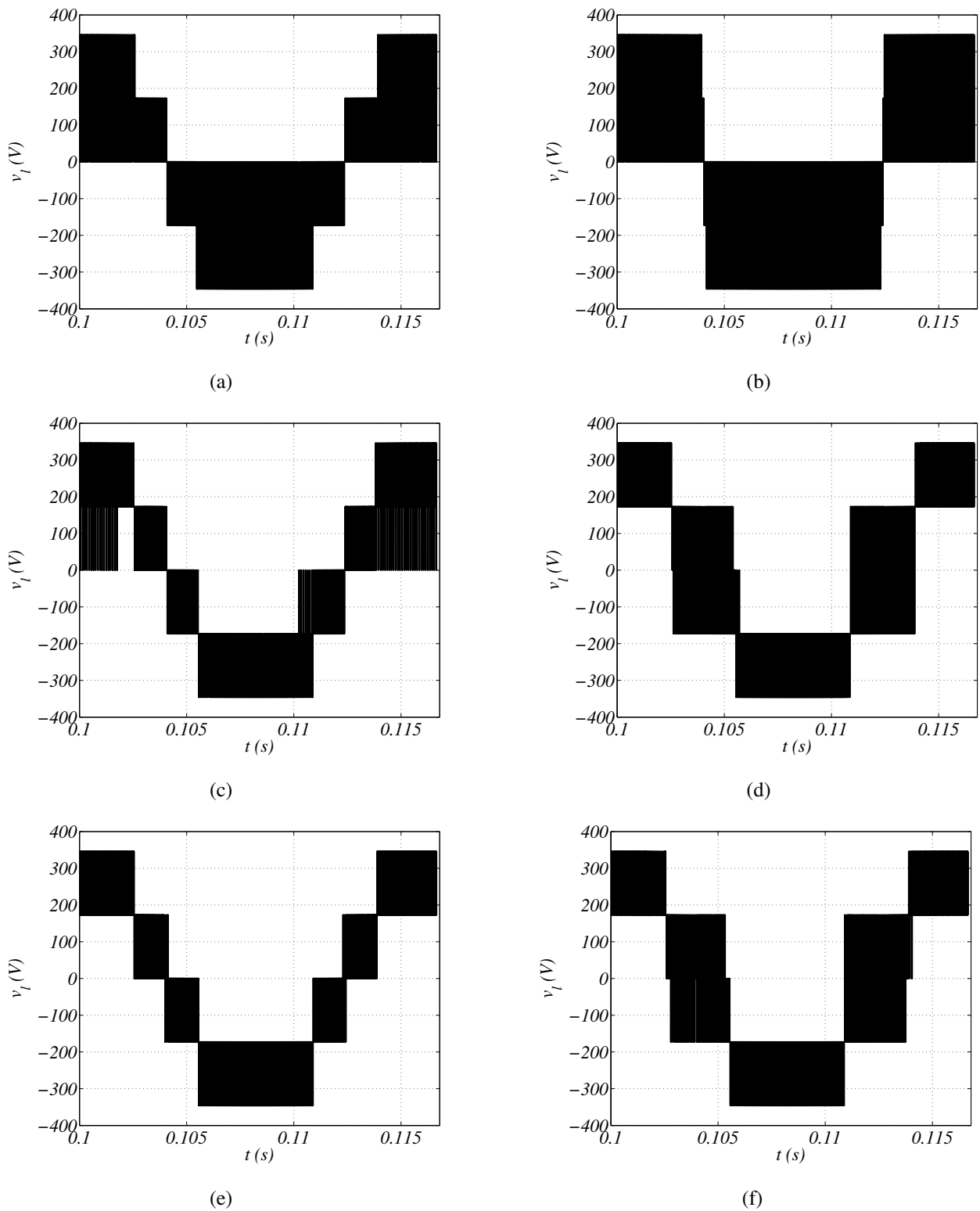


Figura 5.15: Tensão v_l . (a) Topologia série M44 usando duas portadoras *PWM* com $\mu = 0$. (b) Topologia série M44 usando duas portadoras *PWM* com $\mu = 0,5$. (c) Topologia série M44 usando duas portadoras *PWM* com $\mu = 1$. (d) Topologia série M44 usando quatro portadoras *PWM* com $\mu = 0$. (e) Topologia série M44 usando quatro portadoras *PWM* com $\mu = 0,5$. (f) Topologia série M44 usando quatro portadoras *PWM* com $\mu = 1$.

As reduções nos valores da *WTHD* ocorrem principalmente quando são utilizadas quatro portadoras *PWM*: em $\mu = 0,5$ onde a redução, com relação ao valor da topologia convencional M4, chega a 72% na curva referente à entrada e 73% na curva referente à saída. Fazendo $\mu = 0$ ou $\mu = 1$, a redução é de 68% na curva referente à entrada e 74% na curva referente à saída.

Na Figura 5.12, observa-se que a tensão de entrada, v_g , da topologia convencional M4 possui o mesmo perfil da tensão de entrada da topologia série M44 quando é utilizada uma portadora *PWM*. Com duas portadoras *PWM* a tensão de entrada é similar a tensão gerada pela topologia convencional M4 com $\mu = 0,5$, conforme mostrado nas Figuras 5.12(b) e 5.13(b). Quando são utilizadas duas portadoras *PWM* para os valores de $\mu = 0$ e $\mu = 1$ [Figuras 5.13(a) e (c)]; e quatro portadoras *PWM* com $\mu = 0$, $\mu = 0,5$ e $\mu = 1$ [Figuras 5.13(d), (e) e (f)], nota-se o aumento no número de níveis do sinal de tensão, principalmente em $\mu = 0,5$ com quatro portadoras *PWM*, indicando a redução no valor da *WTHD*.

Conforme mostrado na Figura 5.14, a tensão da saída, v_l , da topologia convencional M4 possui o mesmo perfil da tensão da carga da topologia série M44 nos quando é utilizada uma portadora *PWM*. Com duas portadoras *PWM* a tensão de saída é similar a tensão gerada pela topologia convencional M4 quando ambas possuem $\mu = 0,5$, conforme Figuras 5.14(b) e 5.15(b). Quando são utilizadas duas portadoras *PWM* para os valores de $\mu = 0$ e $\mu = 1$ [Figuras 5.15(a) e (c)]; e quatro portadoras *PWM* com $\mu = 0$, $\mu = 0,5$ e $\mu = 1$ [Figuras 5.15(d), (e) e (f)], nota-se o aumento no número de níveis do sinal de tensão, indicando uma redução no valor da *WTHD*.

5.5 Conversor Monofásico com Dez Braços e Três Barramentos CC (M334)

Na Figura 5.16(a) estão mostradas as *WTHDs* da tensão de entrada do conversor M334 ($v_g = v_{1ac} - v_{2ac} + v_{3ab}$) em comparação com a *WTHD* da tensão de entrada do conversor convencional M3. A relação entre a tensão de entrada em M334, v_g , e a corrente da rede monofásica, i_g , é mostrada na equação (4.1).

Na Figura 5.16(b) estão apresentadas as *WTHDs* da tensão de saída do conversor M334 ($v_l = v_{1bc} - v_{2bc} - v_{3cd}$) em comparação com a *WTHD* da tensão de saída do conversor convencional M3. A relação entre a tensão de saída em M334, v_l , e a tensão da carga monofásica, e_l , é mostrada na equação (4.2).

Na Tabela A.8 estão mostrados os parâmetros usados para obtenção dos resultados de simulação (em regime permanente) da *WTHD* da topologia M334.

Para a topologia série M334 além do uso de uma e duas serão usadas três e seis portadoras *PWM*. O uso de seis portadoras *PWM* equivale ao uso de quatro nas topologias M33, M34 e M44, pois corresponde a utilizar uma portadora *PWM* para cada braço da entrada ou da saída. Ou seja, como M33, M34 e M44 possuem quatro braços para entrada/saída (considerando que os braços divididos pertencem tanto à entrada quanto à saída), pode-se usar nessas estruturas até

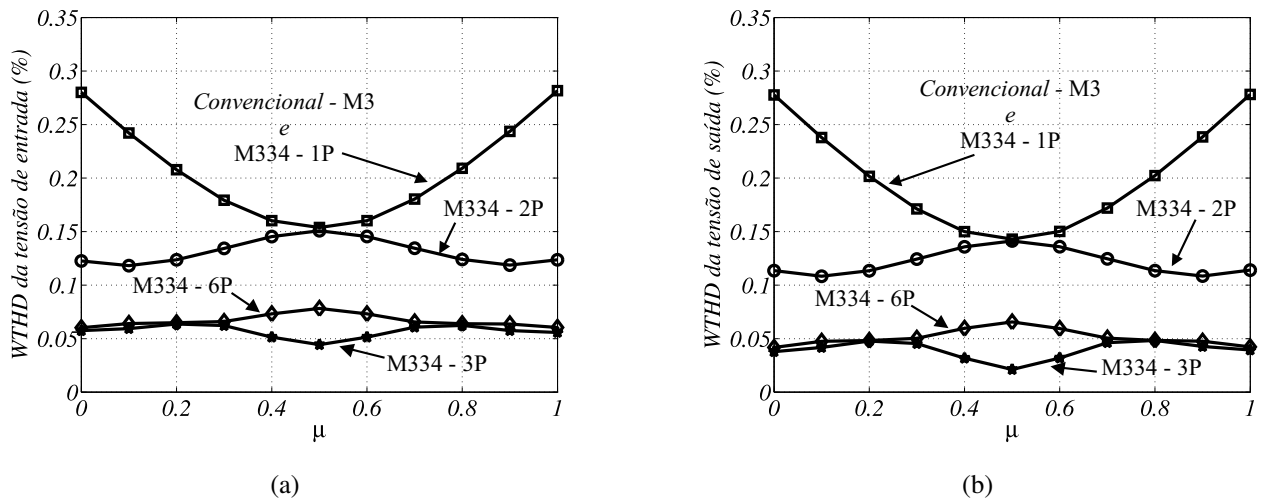


Figura 5.16: Curvas da *WTHD* das topologias M334 e convencional M3. (a) Tensão de entrada, v_g . (b) Tensão de saída, v_l .

quatro portadoras *PWM*, já M334 possui seis braços na entrada/saída, dessa maneira, pode-se usar até seis portadoras *PWM*. Adicionalmente, tem-se também o resultado de quando são usadas três portadoras *PWM*. Nesse caso, as três são defasadas 120° entre si, cada uma sendo comparada com os braços de um dos módulos monofásicos (M3 ou M4) que constituem a topologia série.

Quando duas portadoras *PWM* são utilizadas na topologia série (M334-2P), apenas em $\mu = 0,5$ o valor da *WTHD* é igual ao valor da *WTHD* da convencional M3, para os outros valores de μ a topologia série M334 possui menor valor de *WTHD*. Quando seis portadoras *PWM* são utilizadas na topologia série (M334-6P), ainda é possível obter valores menores de *WTHD*.

Quando são usadas três portadoras *PWM*, tem-se o menor valor da *WTHD* comparado aos outros casos. Em $\mu = 0$ ou $\mu = 1$, com relação ao valor da topologia convencional M3, a *WTHD* chega a ser 79% menor na curva referente à entrada e 87% na curva referente à saída. Em $\mu = 0,5$, a redução é de 71% na curva referente à entrada e 85% na curva referente à saída.

Conforme mostrado na Figura 5.17, a tensão de entrada da topologia convencional M3 possui um perfil semelhante ao da tensão v_g da topologia série M334 quando é utilizada uma portadora *PWM*. Com duas portadoras *PWM*, o perfil da tensão v_g é semelhante ao da topologia convencional M3 com $\mu = 0,5$ como pode ser visto nas Figuras 5.17(b) e 5.18(b). Quando são utilizadas duas portadoras *PWM* para os valores de $\mu = 0$ e $\mu = 1$ [Figuras 5.18(a) e (c)], e três [Figura 5.19] ou seis [Figuras 5.18(d), (e) e (f)] portadoras *PWM* com $\mu = 0$, $\mu = 0,5$ e $\mu = 1$, nota-se o aumento no número de níveis do sinal de tensão, principalmente em $\mu = 0,5$ com três portadoras *PWM*.

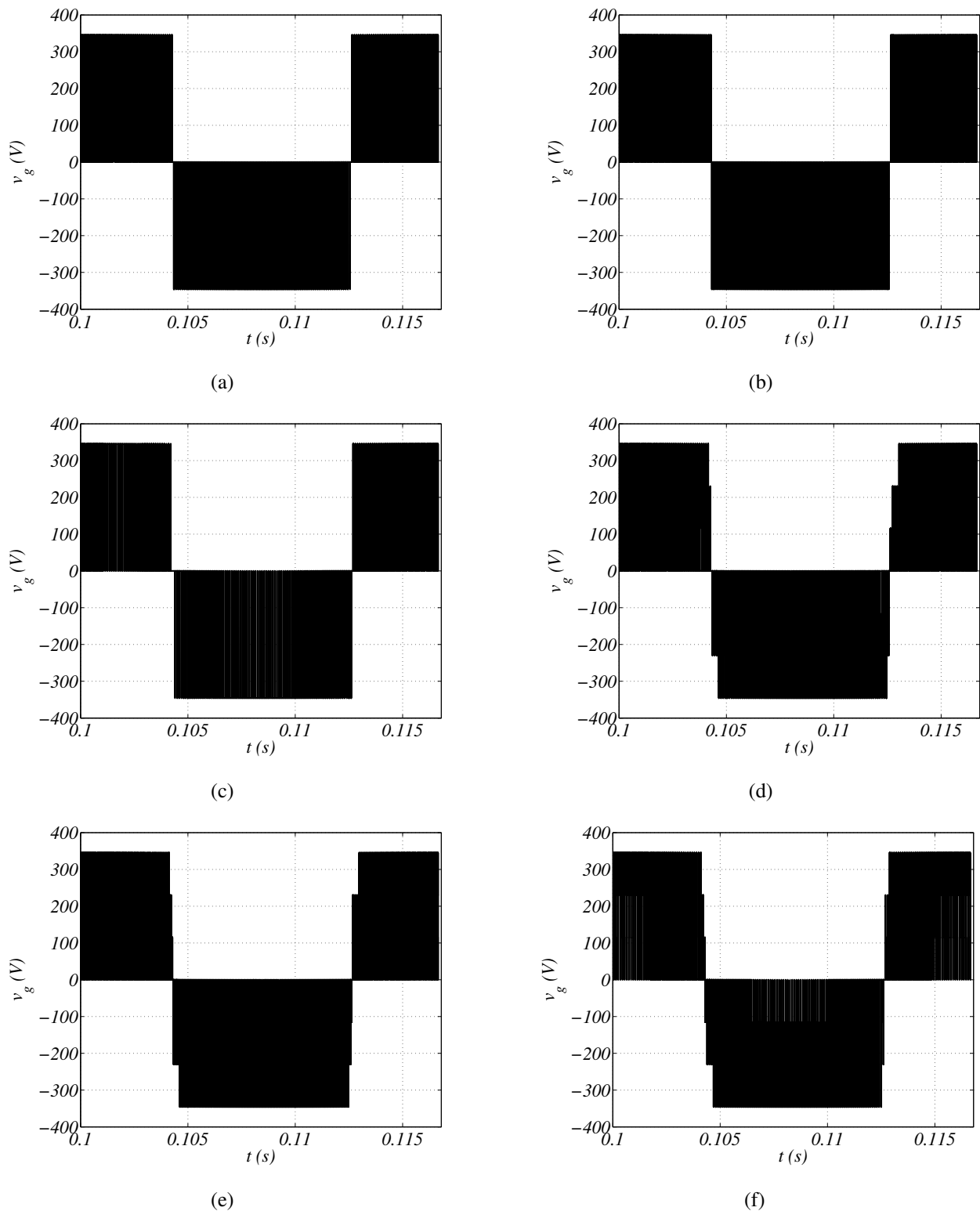


Figura 5.17: Tensão v_g . (a) Topologia convencional M3 com $\mu = 0$. (b) Topologia convencional M3 com $\mu = 0,5$. (c) Topologia convencional M3 com $\mu = 1$. (d) Topologia série M334 usando uma portadora *PWM* com $\mu = 0$. (e) Topologia série M334 usando uma portadora *PWM* com $\mu = 0,5$. (f) Topologia série M334 usando uma portadora *PWM* com $\mu = 1$.

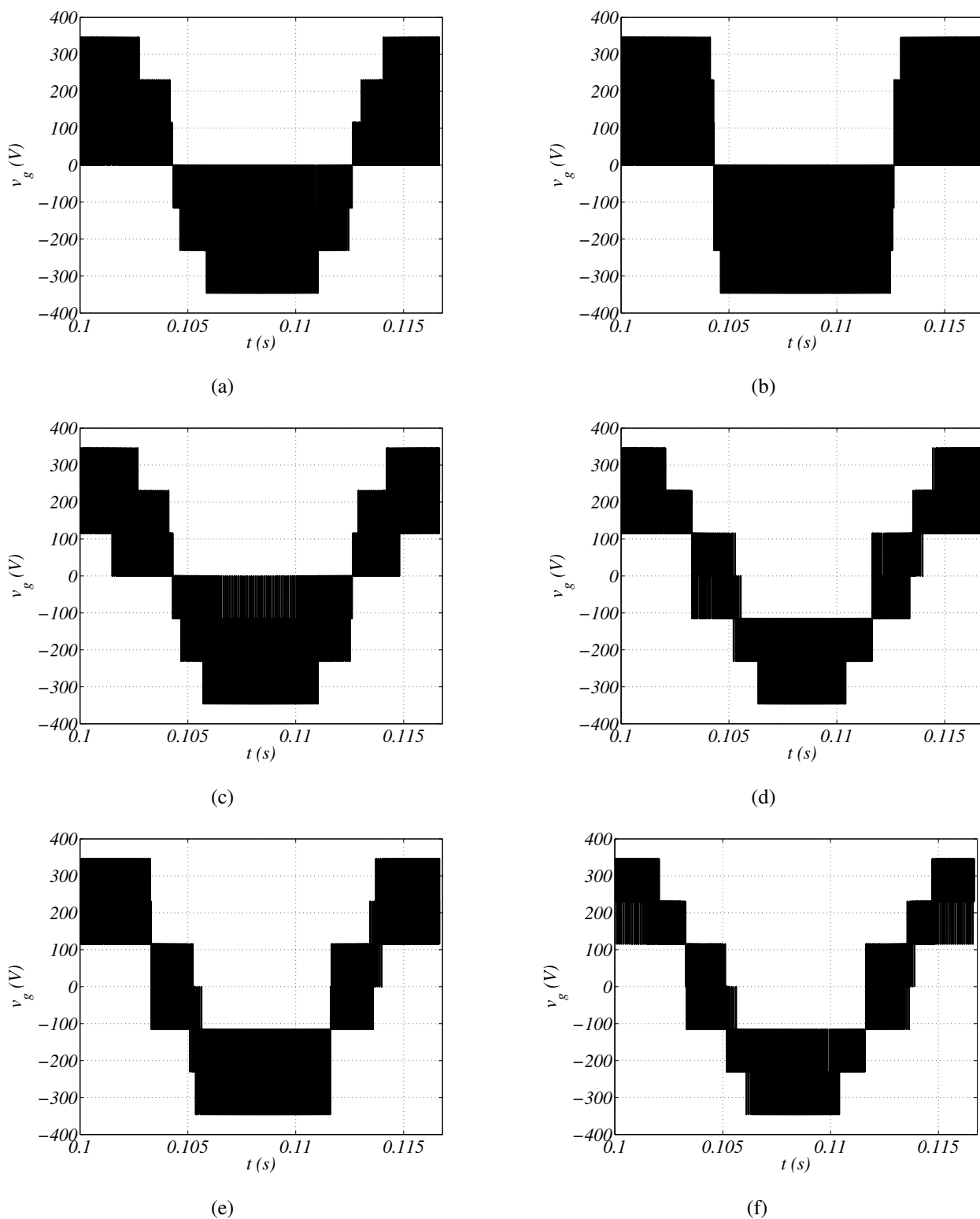


Figura 5.18: Tensão v_g . (a) Topologia série M334 usando duas portadoras *PWM* com $\mu = 0$. (b) Topologia série M334 usando duas portadoras *PWM* com $\mu = 0,5$. (c) Topologia série M334 usando duas portadoras *PWM* com $\mu = 1$. (d) Topologia série M334 usando seis portadoras *PWM* com $\mu = 0$. (e) Topologia série M334 usando seis portadoras *PWM* com $\mu = 0,5$. (f) Topologia série M334 usando seis portadoras *PWM* com $\mu = 1$.

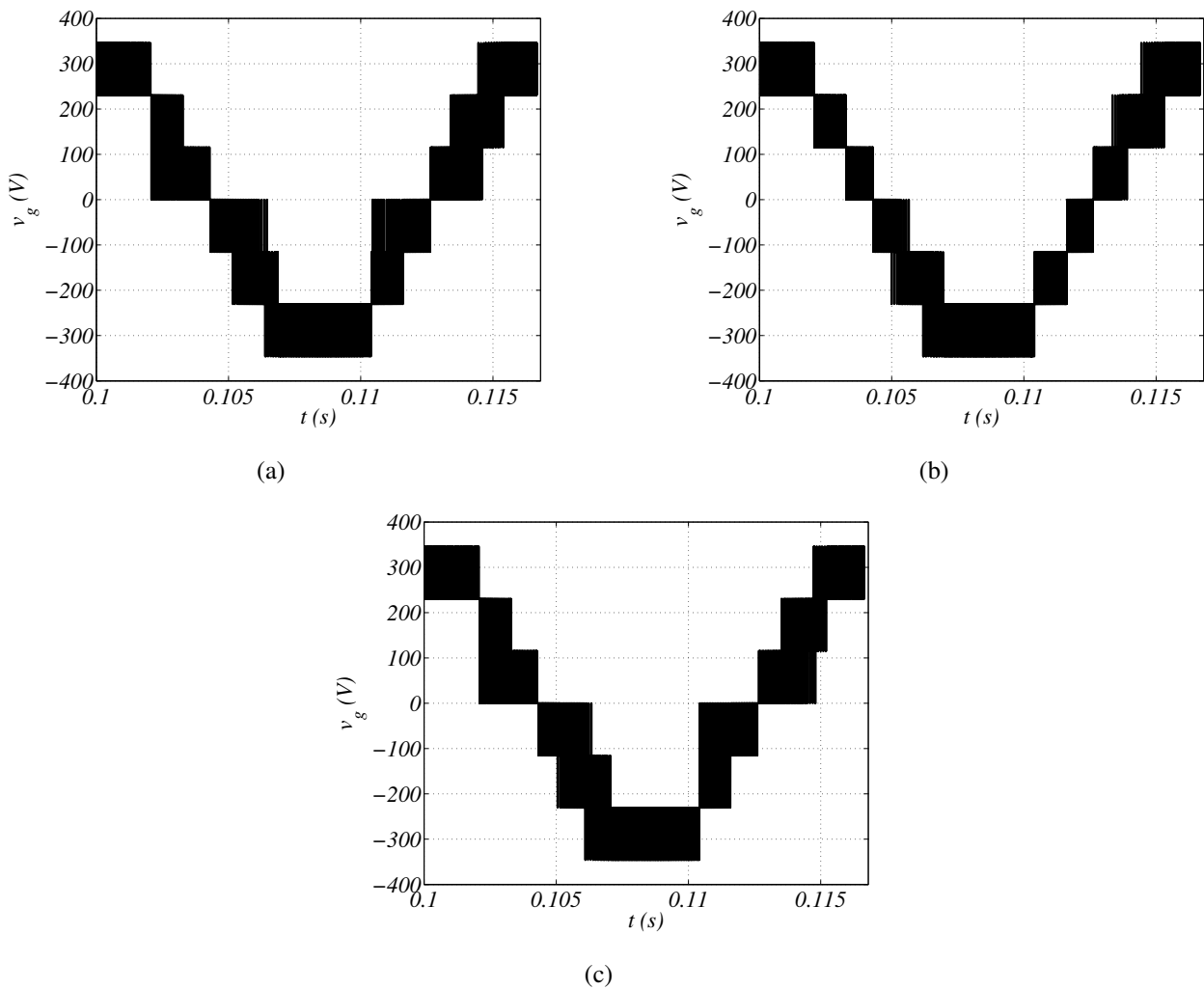


Figura 5.19: Tensão v_g . (a) Topologia série M334 usando três portadoras PWM com $\mu = 0$. (b) Topologia série M334 usando três portadoras PWM com $\mu = 0,5$. (c) Topologia série M334 usando três portadoras PWM com $\mu = 1$.

Conforme mostrado na Figura 5.20, a tensão de saída da topologia convencional M3 possui um perfil semelhante ao da tensão v_l da topologia série M334 quando é utilizada uma portadora PWM . Com duas portadoras PWM , o perfil da tensão de entrada é similar ao da topologia convencional M3 com $\mu = 0,5$ [Figuras 5.20(b) e 5.21(b)]. Nos casos em que são utilizadas duas portadoras PWM com $\mu = 0$ e $\mu = 1$ [Figura 5.21(a) e (c)], e três [Figura 5.22] ou seis [Figura 5.21(d), (e) e (f)] portadoras PWM com $\mu = 0$, $\mu = 0,5$ e $\mu = 1$, nota-se o aumento no número de níveis do sinal de tensão.

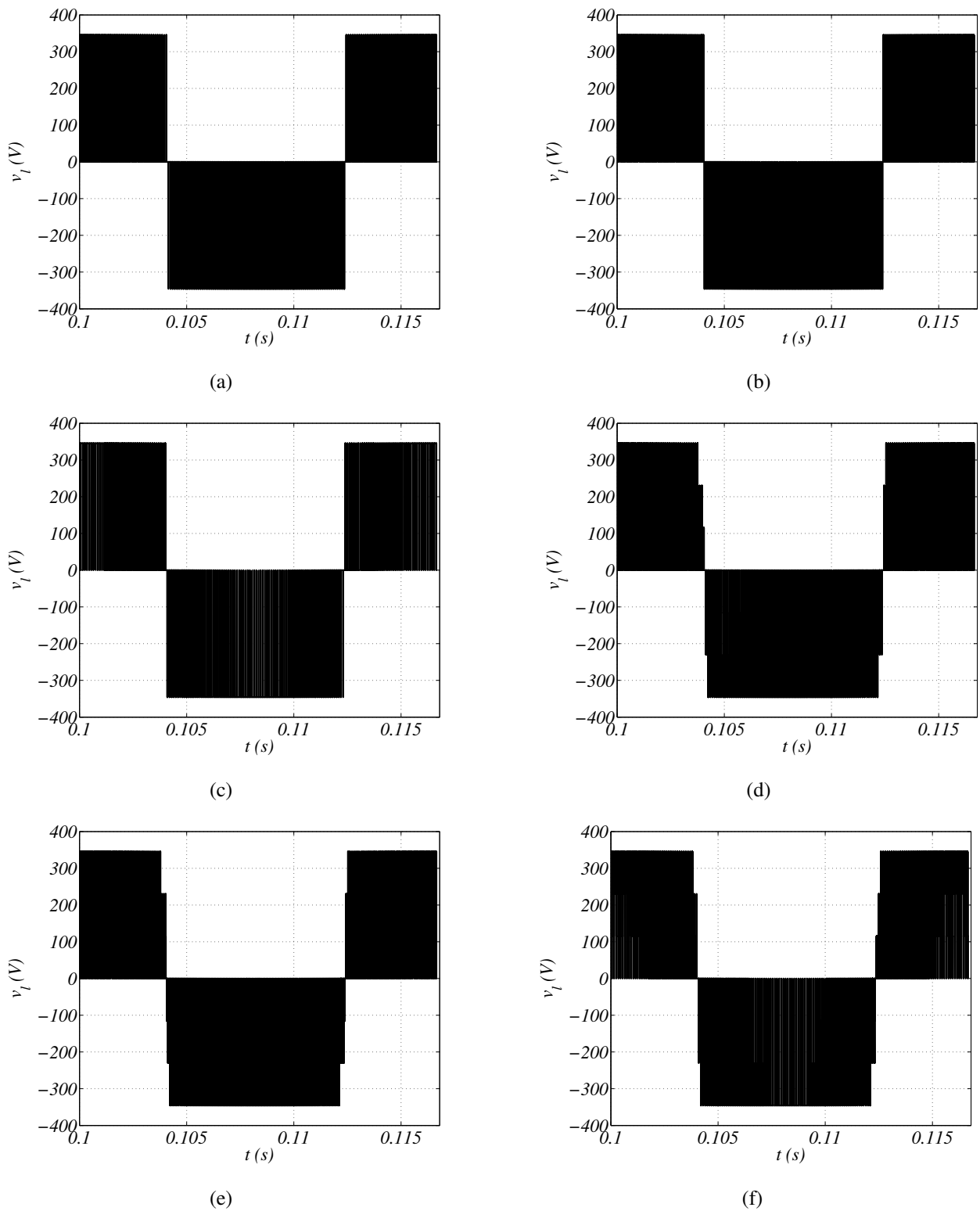


Figura 5.20: Tensão v_l . (a) Topologia convencional M3 com $\mu = 0$. (b) Topologia convencional M3 com $\mu = 0,5$. (c) Topologia convencional M3 com $\mu = 1$. (d) Topologia série M334 usando uma portadora *PWM* com $\mu = 0$. (e) Topologia série M334 usando uma portadora *PWM* com $\mu = 0,5$. (f) Topologia série M334 usando uma portadora *PWM* com $\mu = 1$.

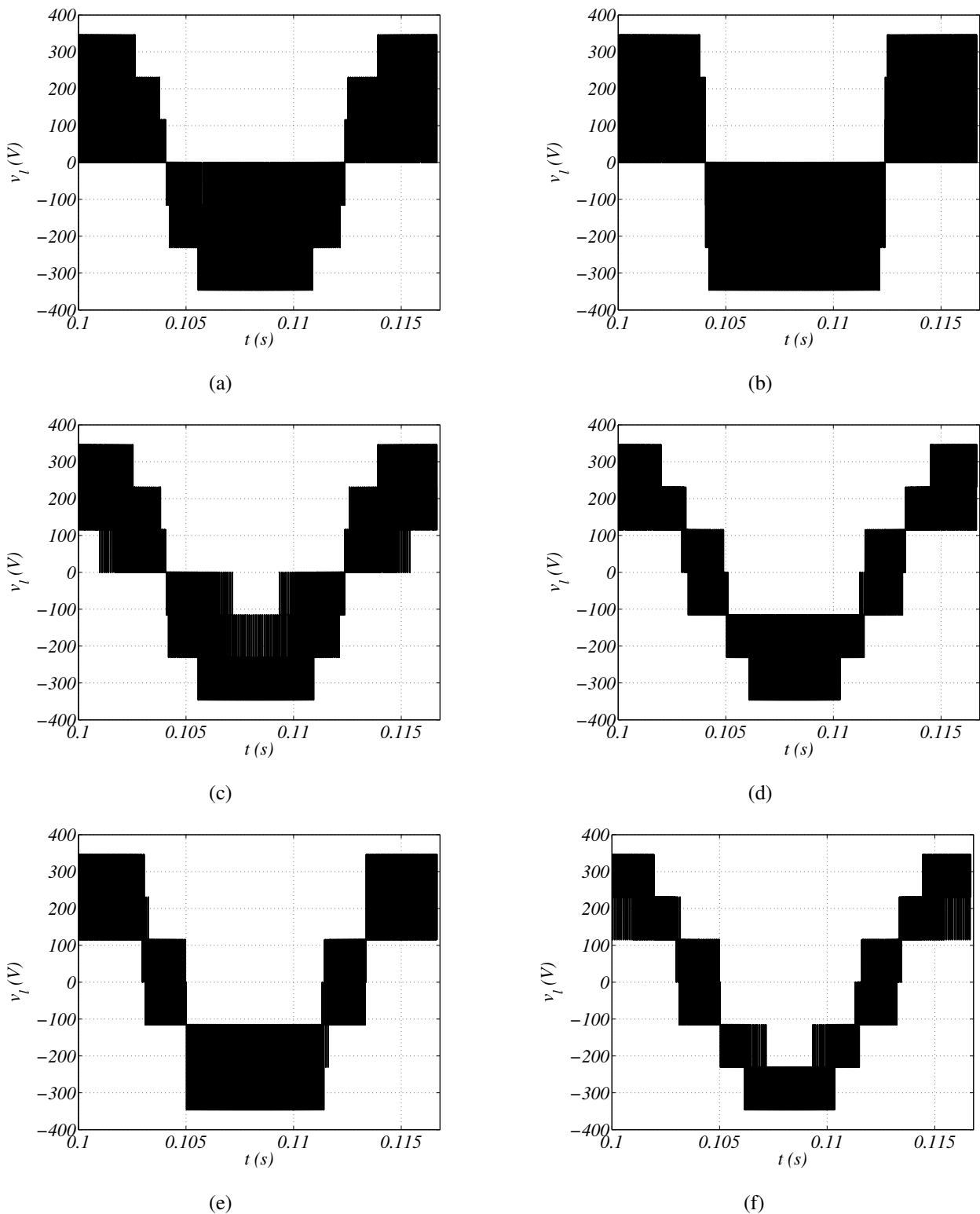


Figura 5.21: Tensão v_l . (a) Topologia série M334 usando duas portadoras PWM com $\mu = 0$. (b) Topologia série M334 usando duas portadoras PWM com $\mu = 0,5$. (c) Topologia série M334 usando duas portadoras PWM com $\mu = 1$. (d) Topologia série M334 usando seis portadoras PWM com $\mu = 0$. (e) Topologia série M334 usando seis portadoras PWM com $\mu = 0,5$. (f) Topologia série M334 usando seis portadoras PWM com $\mu = 1$.

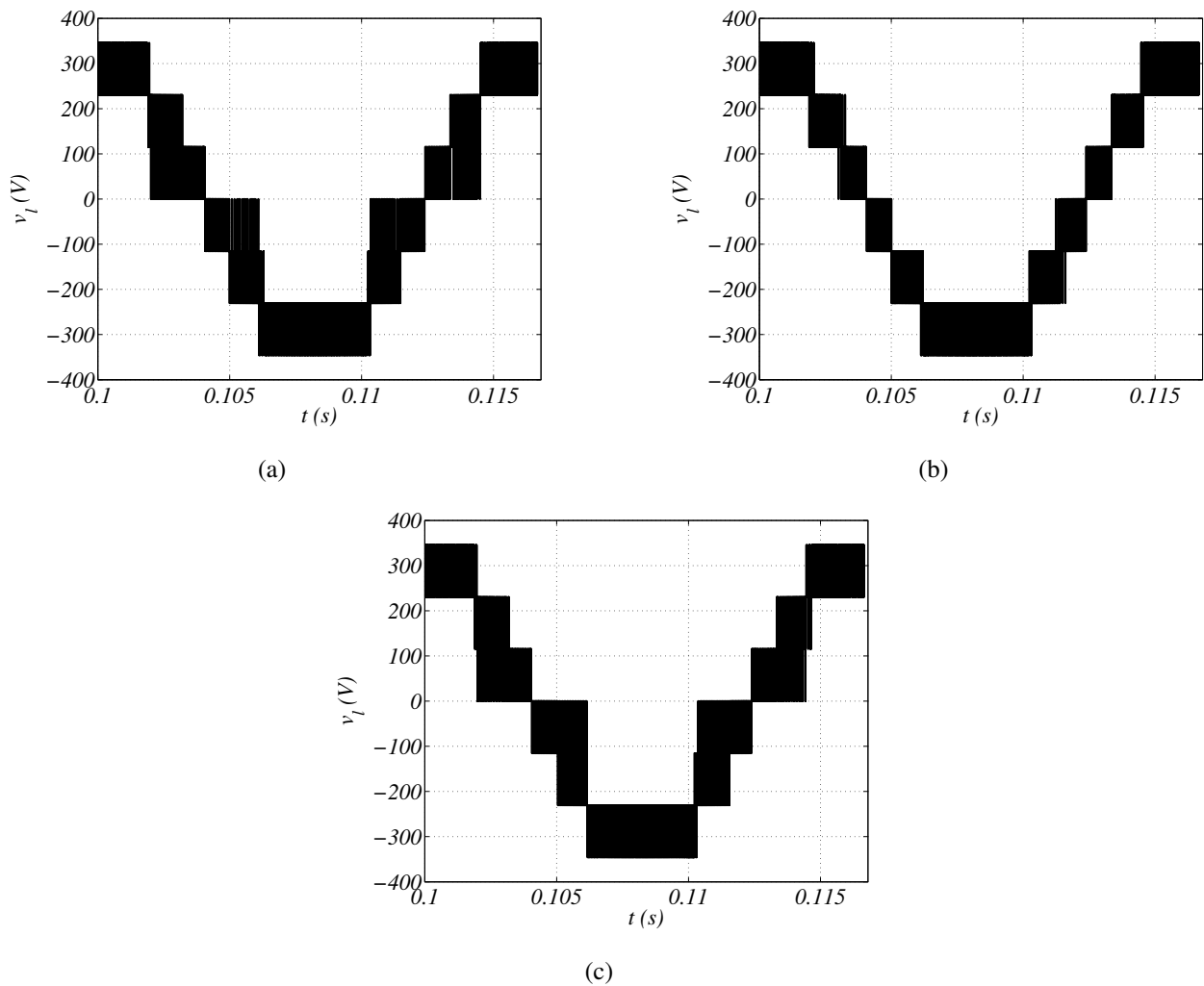


Figura 5.22: Tensão v_l . (a) Topologia série M334 usando três portadoras *PWM* com $\mu = 0$. (b) Topologia série M334 usando três portadoras *PWM* com $\mu = 0,5$. (c) Topologia série M334 usando três portadoras *PWM* com $\mu = 1$.

5.6 Conversor Monofásico com Onze Braços e Três Barramentos CC (M344)

Na Figura 5.23(a) estão mostradas as *WTHDs* da tensão de entrada do conversor M344 ($v_g = v_{1ac} - v_{2ab} + v_{3ab}$) em comparação com a *WTHD* da tensão de entrada do conversor convencional M3. A relação entre a tensão de entrada em M344, v_g , e a corrente da rede monofásica, i_g , é mostrada na equação (4.62).

Na Figura 5.23(b) estão apresentadas as *WTHDs* da tensão de saída do conversor M344 ($v_l = v_{1bc} + v_{2cd} + v_{3cd}$) em comparação com a *WTHD* da tensão de saída do conversor convencional M3. A relação entre a tensão de saída em M344, v_l , e a tensão da carga monofásica, e_l , é mostrada na equação (4.63).

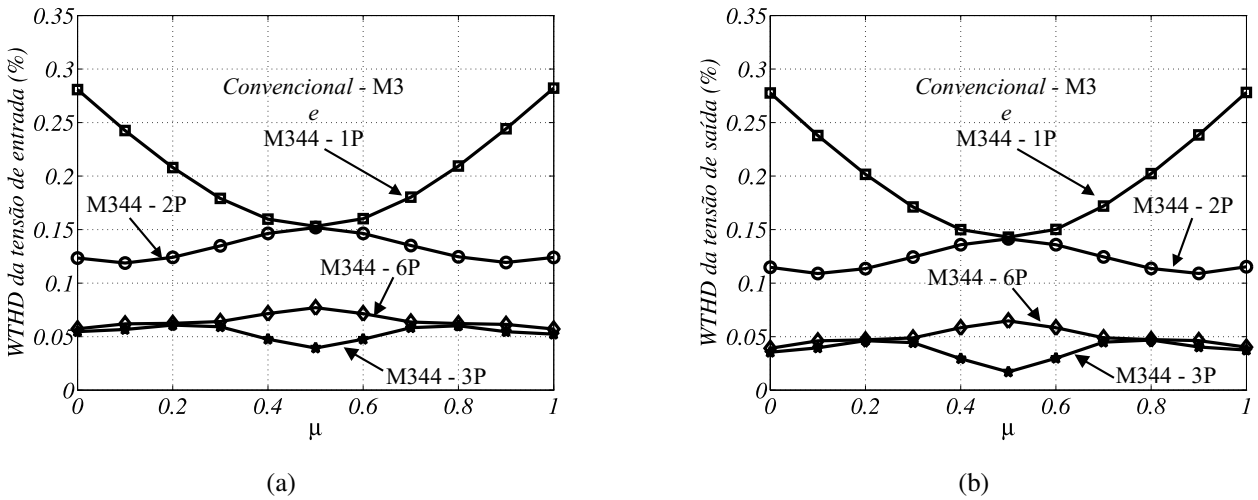


Figura 5.23: Curvas da *WTHD* das topologias M344 e convencional M3. (a) Tensão de entrada, v_g . (b) Tensão de saída, v_l .

Na Tabela A.10 estão mostrados os parâmetros usados para obtenção dos resultados de simulação (em regime permanente) da *WTHD* da topologia M344.

Para a topologia M344 são usadas uma, duas, três e seis portadoras *PWM* para o estudo da *WTHD*.

Quando duas portadoras *PWM* são utilizadas na topologia série (M344-2P), apenas em $\mu = 0,5$ o valor da *WTHD* é igual ao valor da *WTHD* da convencional M3, para os outros valores de μ a topologia série M344 possui menor valor de *WTHD*. Com seis portadoras *PWM* são utilizadas na topologia série (M344-6P), ainda é possível obter valores menores de *WTHD*.

Com três portadoras *PWM*, o valor da *WTHD* em $\mu = 0,5$ é menor comparado aos outros casos. Com $\mu = 0$ e $\mu = 1$, com relação ao valor da topologia convencional M3, a redução no valor da *WTHD* chega a ser 81% na curva referente à entrada e 88% na curva referente à saída. O menor valor de *WTHD* ocorre em $\mu = 0,5$, a redução é de 74% na curva referente à entrada e 87% na curva referente à saída.

Conforme mostrado na Figura 5.24, a tensão de entrada da topologia convencional M3 possui o perfil semelhante ao da tensão v_g da topologia série M344 quando é utilizada uma portadora *PWM*. Com duas portadoras *PWM*, o perfil da tensão de entrada é similar ao da topologia convencional M3 com $\mu = 0,5$ [Figuras 5.24(b) e 5.25(b)]. Quando são utilizadas duas portadoras *PWM* para os valores de $\mu = 0$ e $\mu = 1$ [Figuras 5.25(a) e (c)], e três [Figura 5.26] ou seis [Figuras 5.25(d), (e) e (f)] portadoras *PWM* com $\mu = 0$, $\mu = 0,5$ e $\mu = 1$, nota-se o aumento no número de níveis do sinal de tensão, principalmente em $\mu = 0,5$ com três portadoras *PWM*.

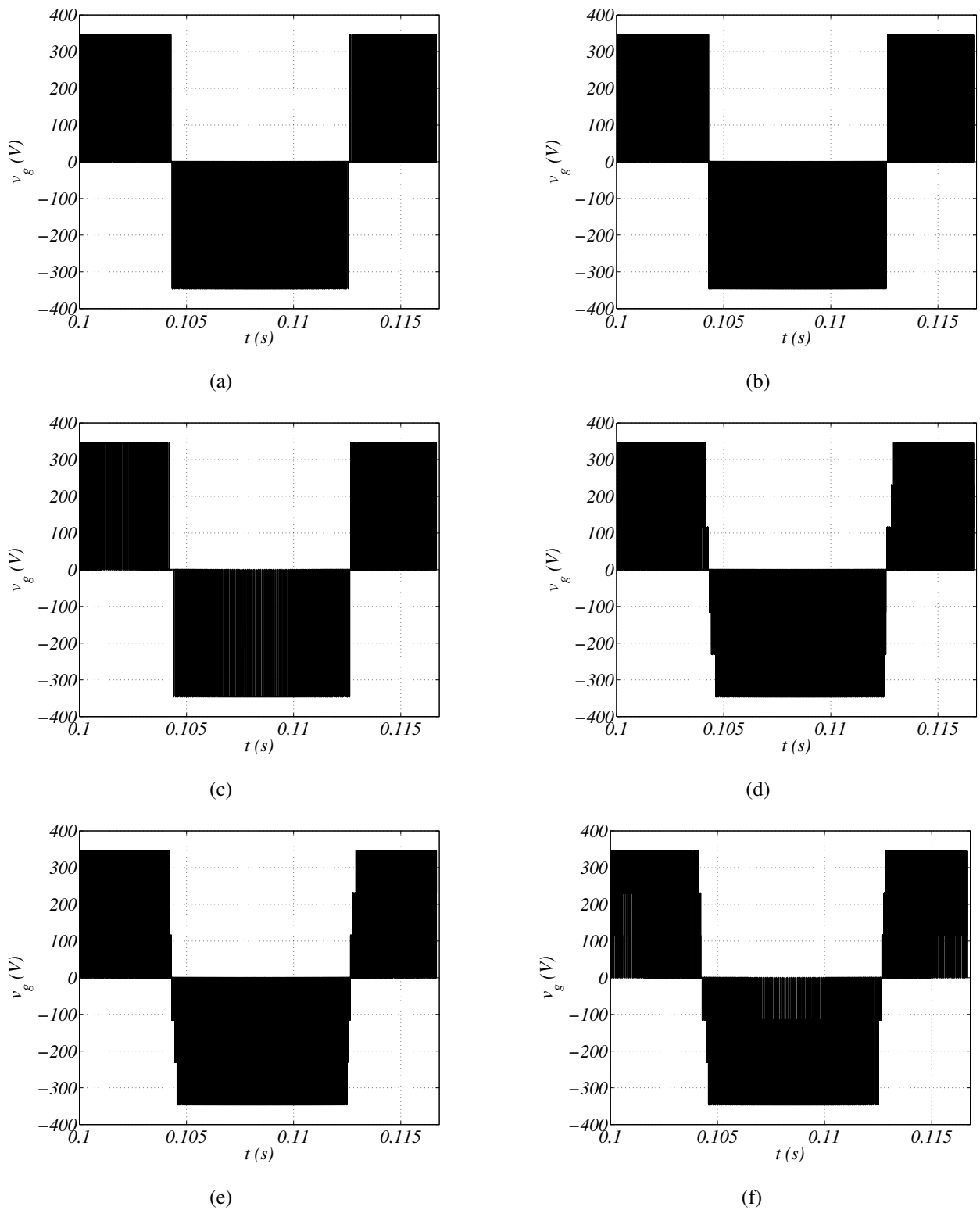


Figura 5.24: Tensão v_g . (a) Topologia convencional M3 com $\mu = 0$. (b) Topologia convencional M3 com $\mu = 0,5$. (c) Topologia convencional M3 com $\mu = 1$. (d) Topologia série M344 usando uma portadora *PWM* com $\mu = 0$. (e) Topologia série M344 usando uma portadora *PWM* com $\mu = 0,5$. (f) Topologia série M344 usando uma portadora *PWM* com $\mu = 1$.

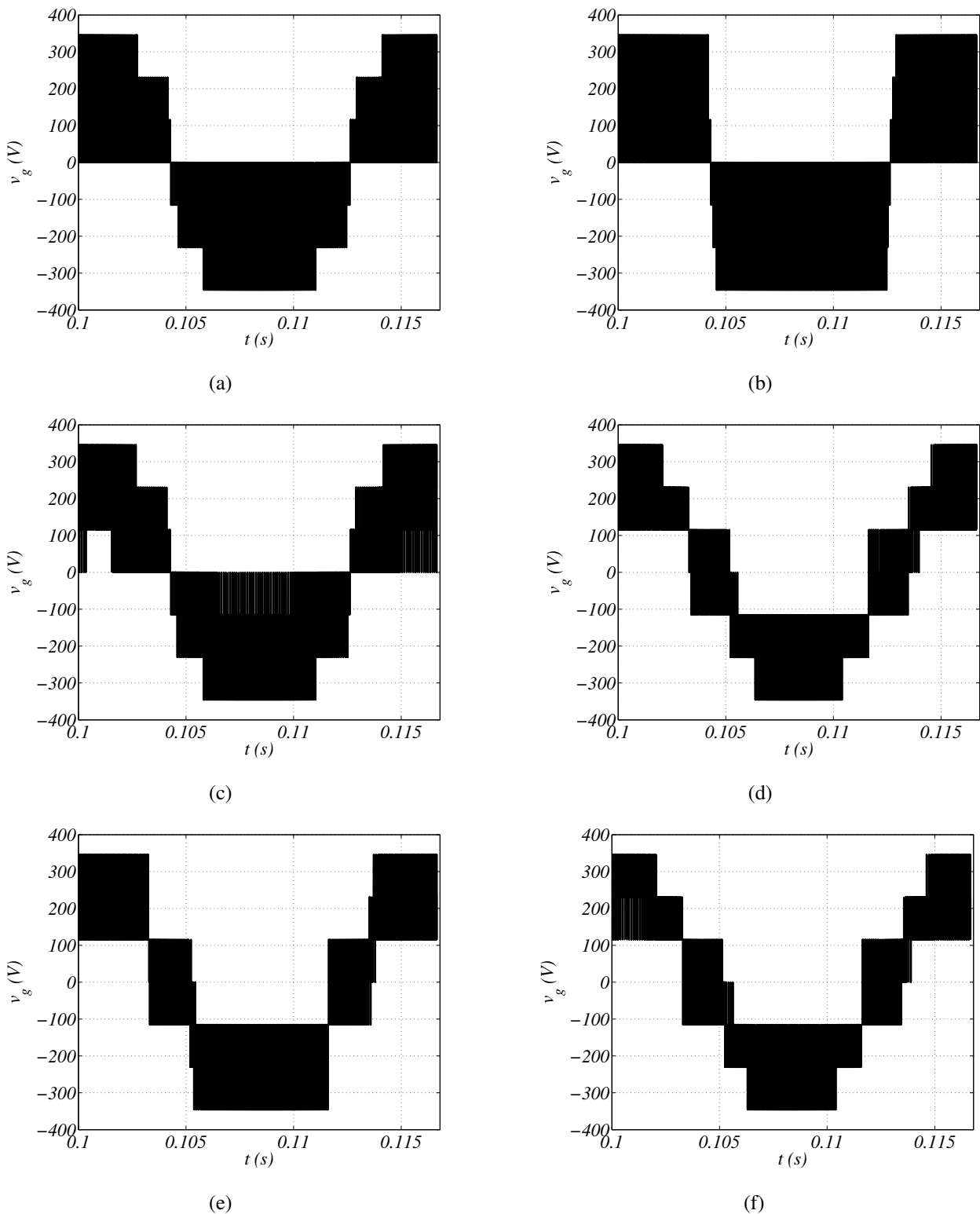


Figura 5.25: Tensão v_g . (a) Topologia série M344 usando duas portadoras PWM com $\mu = 0$. (b) Topologia série M344 usando duas portadoras PWM com $\mu = 0,5$. (c) Topologia série M344 usando duas portadoras PWM com $\mu = 1$. (d) Topologia série M344 usando seis portadoras PWM com $\mu = 0$. (e) Topologia série M344 usando seis portadoras PWM com $\mu = 0,5$. (f) Topologia série M344 usando seis portadoras PWM com $\mu = 1$.

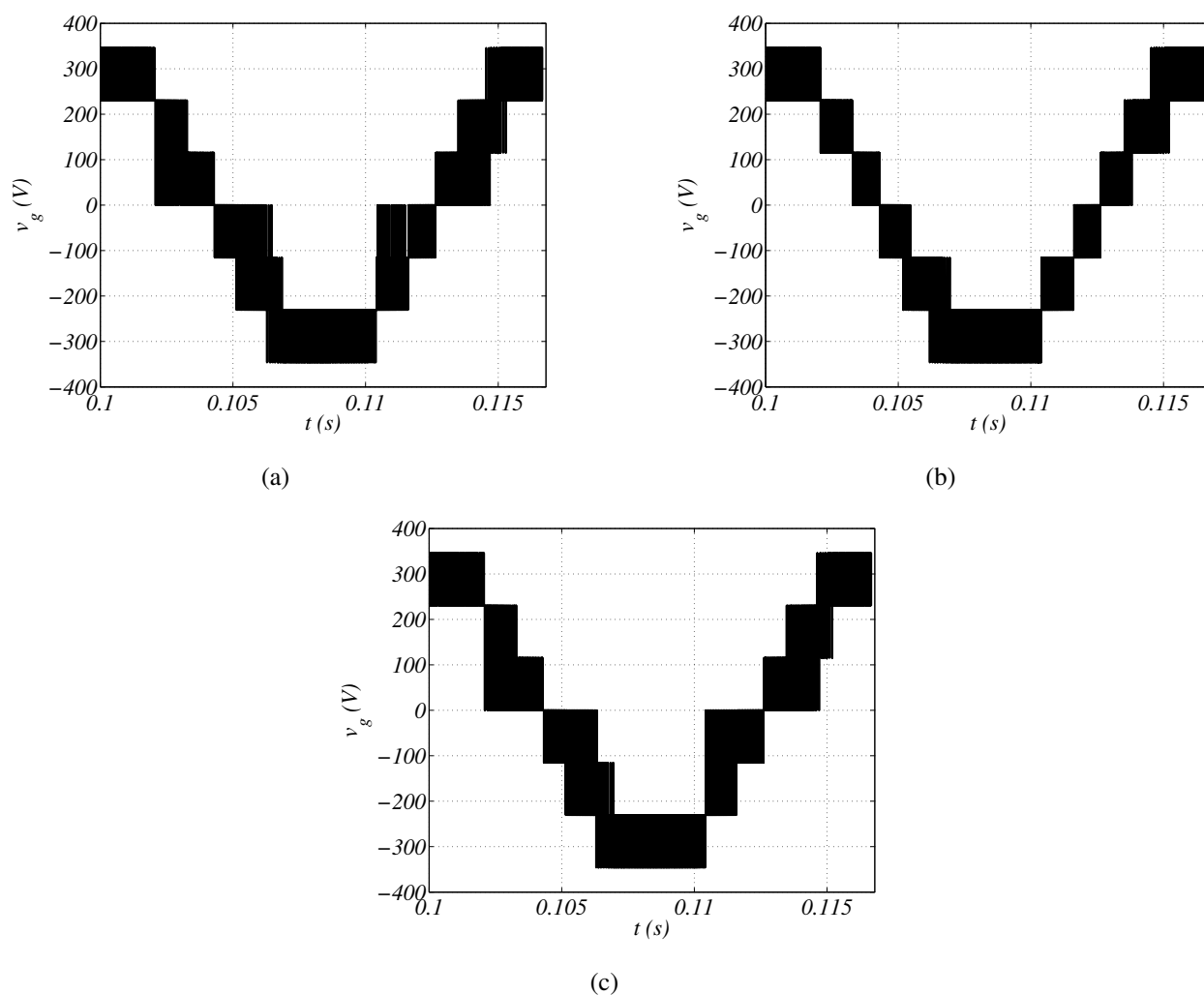


Figura 5.26: Tensão v_g . (a) Topologia série M344 usando seis portadoras PWM com $\mu = 0$. (b) Topologia série M344 usando três portadoras PWM com $\mu = 0,5$. (c) Topologia série M344 usando três portadoras PWM com $\mu = 1$.

Conforme mostrado nas Figuras 5.27 e 5.28(b), pode-se observar que a tensão de saída da topologia convencional M3 possui o mesmo perfil da tensão v_l da topologia série M344 quando são utilizadas, uma portadora PWM . Com duas portadoras PWM a tensão de saída da topologia M344 também é semelhante à tensão v_l da topologia convencional M3 com $\mu = 0,5$. Com duas portadoras PWM para os valores de $\mu = 0$ e $\mu = 1$ [Figuras 5.28(a) e (c)], e três [Figura 5.29] ou seis [Figuras 5.28(d), (e) e (f)] portadoras PWM com $\mu = 0$, $\mu = 0,5$ e $\mu = 1$, nota-se o aumento no número de níveis do sinal de tensão.

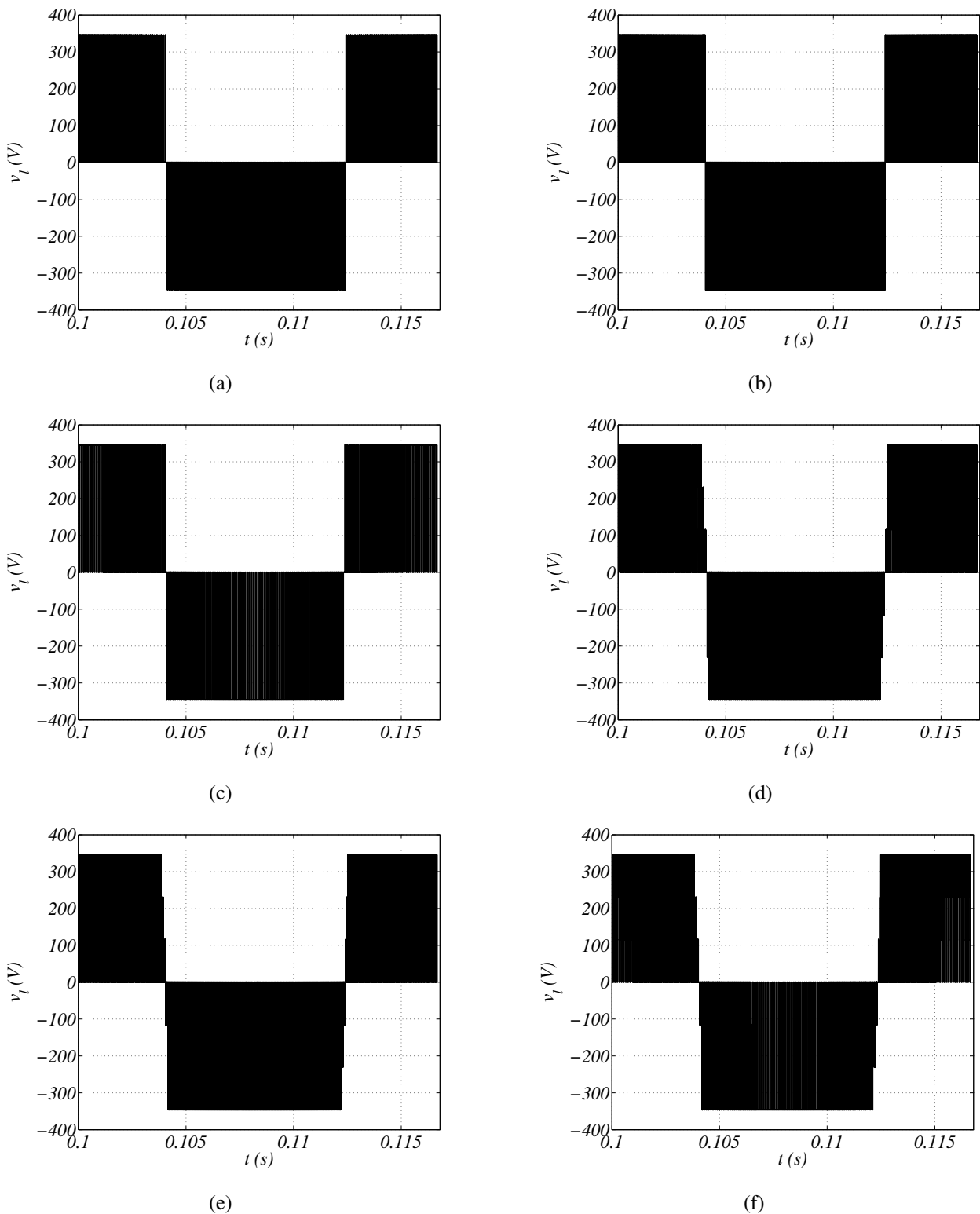


Figura 5.27: Tensão v_l . (a) Topologia convencional M3 com $\mu = 0$. (b) Topologia convencional M3 com $\mu = 0,5$. (c) Topologia convencional M3 com $\mu = 1$. (d) Topologia série M344 usando uma portadora *PWM* com $\mu = 0$. (e) Topologia série M344 usando uma portadora *PWM* com $\mu = 0,5$. (f) Topologia série M344 usando uma portadora *PWM* com $\mu = 1$.

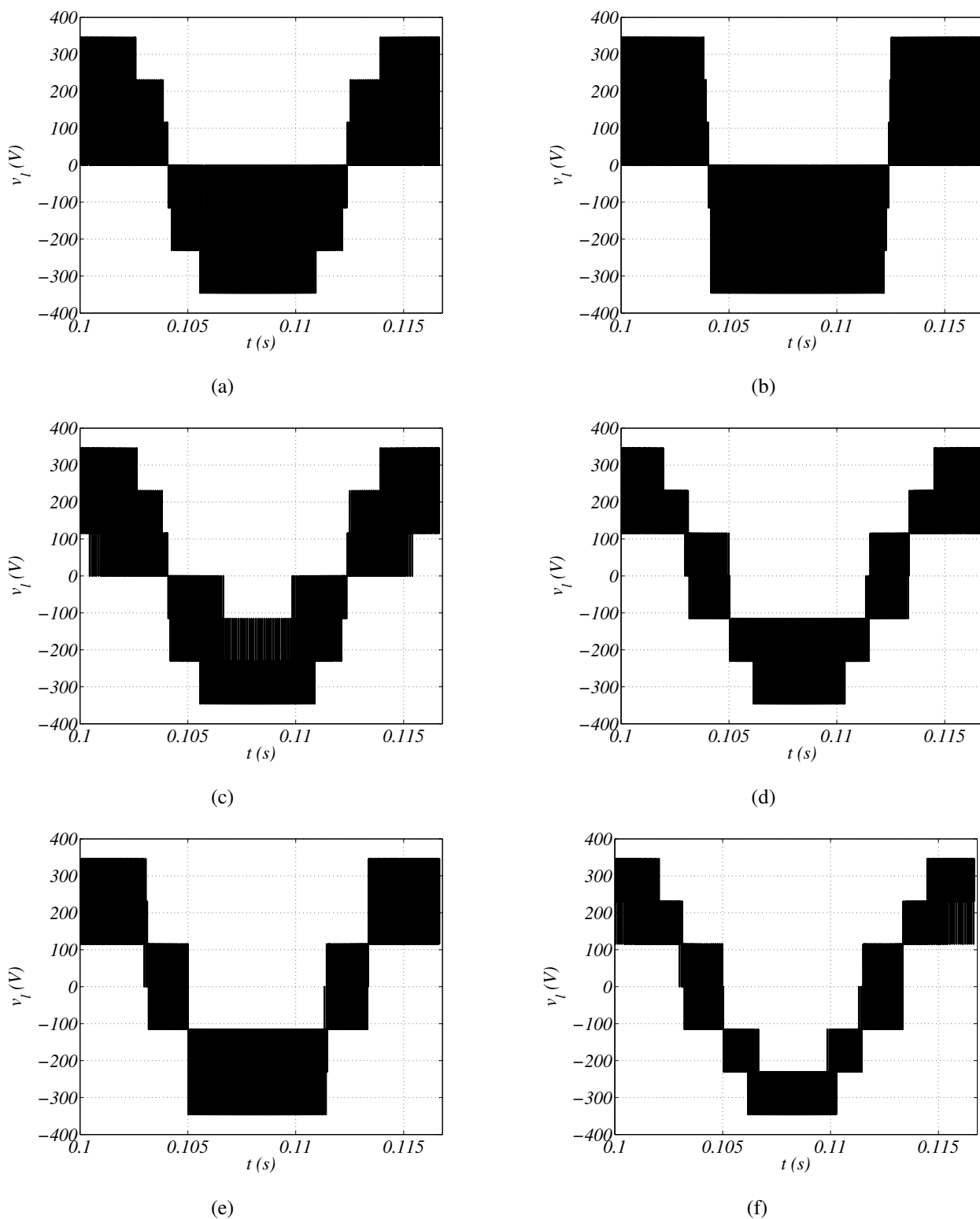


Figura 5.28: Tensão v_l . (a) Topologia série M344 usando duas portadoras PWM com $\mu = 0$. (b) Topologia série M334 usando duas portadoras PWM com $\mu = 0,5$. (c) Topologia série M344 usando duas portadoras PWM com $\mu = 1$. (d) Topologia série M344 usando seis portadoras PWM com $\mu = 0$. (e) Topologia série M344 usando seis portadoras PWM com $\mu = 0,5$. (f) Topologia série M344 usando seis portadoras PWM com $\mu = 1$.

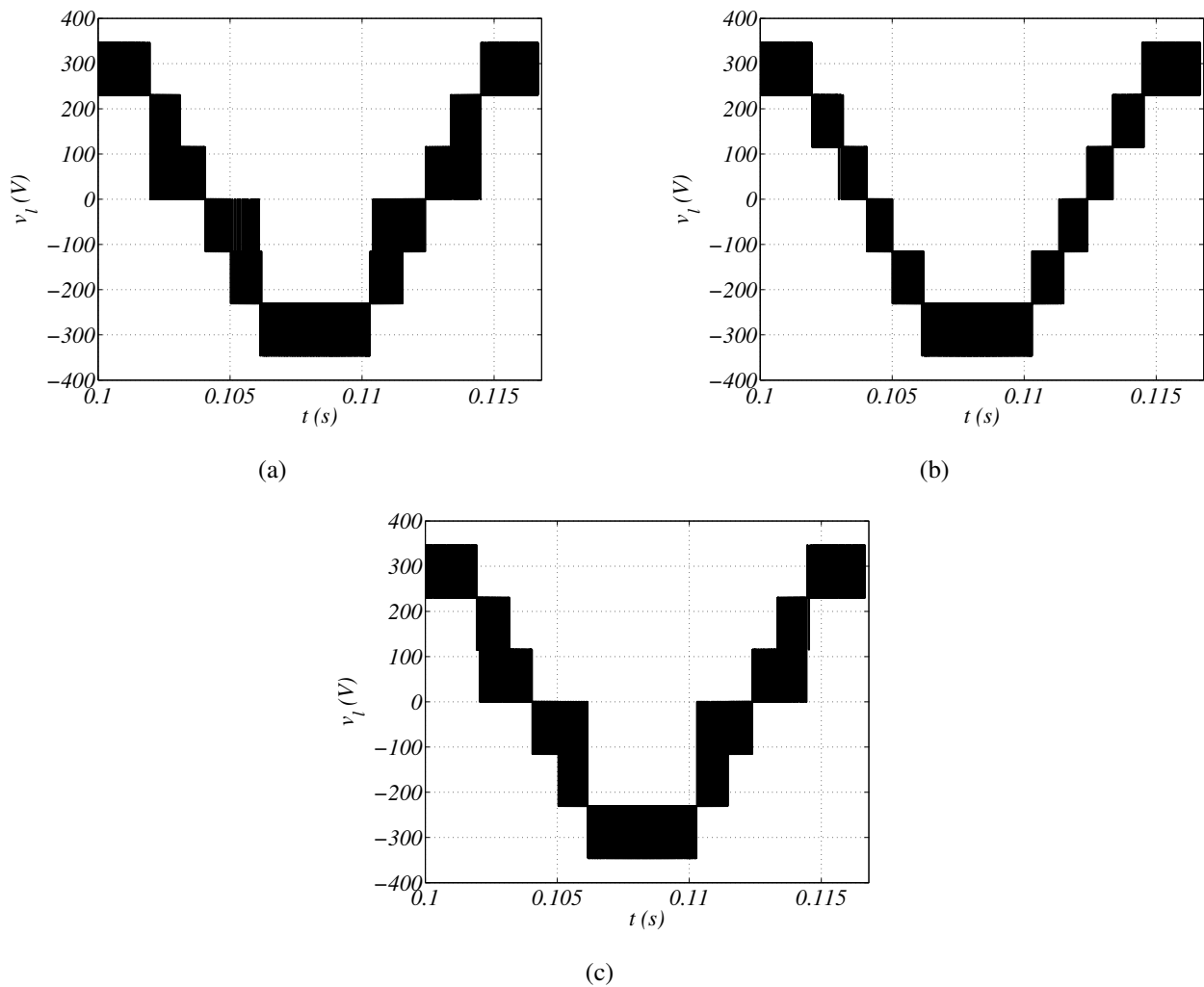


Figura 5.29: Tensão v_l . (a) Topologia série M344 usando três portadoras *PWM* com $\mu = 0$. (b) Topologia série M344 usando três portadoras *PWM* com $\mu = 0,5$. (c) Topologia série M344 usando três portadoras *PWM* com $\mu = 1$.

5.7 Conclusão

Nas figuras que apresentam os valores de *WTHD* das topologias série, foi evidenciado que a conexão em série pode proporcionar um valor reduzido de distorção harmônica nas tensões geradas pelos conversores e, conseqüentemente, na corrente de entrada do sistema e nas tensões das cargas, desde que a técnica de múltiplas portadoras *PWM* seja utilizada.

Nos conversores com dois módulos conectados em série, foram utilizadas uma, duas e quatro portadoras *PWM*. Nesse caso, o menor valor de *WTHD* é obtido quando são utilizadas quatro portadoras *PWM* com um $\mu = 0,5$.

Nos conversores com três módulos conectados em série, foram utilizadas uma, duas, três e seis portadoras *PWM*. Nesse caso, a utilização de três portadoras *PWM* com $\mu = 0,5$ fornece o menor valor de *WTHD*.

Quando mais de uma portadora *PWM* é utilizada, os pulsos de tensão gerados pelos conversores são deslocados. À medida que esses pulsos deslocados são somados, gerando uma tensão total (como acontece com os conversores série), os pulsos resultante com uma distribuição mais uniforme, podem fazer com que essa tensão total gerada tenha alguns harmônicos atenuados ou cancelados, diminuindo assim, o nível de distorção harmônico total do novo sinal gerado.

Capítulo 6

Conversores CA-CC-CA Monofásicos - Análise de Perdas

6.1 Introdução

Neste capítulo é realizada uma análise comparativa entre as topologias monofásicas série (M33, M34, M44, M334 e M344) e as monofásicas convencionais (M4 e M3) utilizando como critério as perdas no barramento *CC* e as perdas nos dispositivos semicondutores.

6.2 Perdas nos Capacitores dos Barramentos *CC*

6.2.1 Introdução

O capacitor possui um tempo de vida útil pequeno quando comparado aos outros componentes dos circuitos. A temperatura e a tensão de operação são fatores diretamente responsáveis pelo desgaste desse elemento do circuito. Uma redução de 10% na tensão de operação ou de 10°C na temperatura na qual o capacitor está sendo utilizado, pode reduzir em até 60% a probabilidade de falha e até mesmo dobrar o tempo de vida útil do mesmo [53]. Nesse cenário, é necessário observar quais características influenciam esse desgaste, a fim de estabelecer parâmetros que possam quantificar uma medida de desempenho. O aquecimento do capacitor tem como fator de contribuição a corrente que passa pelo barramento *CC* (corrente *RMS*), responsável pelas perdas de potência no barramento *CC*, contribuindo para a redução do tempo de vida útil dos capacitores. Esse será o parâmetro analisado para estabelecer comparações entre as estruturas apresentadas. As perdas de potência no barramento *CC* são calculadas por:

$$P_{c,loss} = \sum_{h=1}^{N_h} ESR(h) I_c^2(h) \quad (6.1)$$

onde *ESR* é a resistência em série equivalente (do inglês *equivalent series resistance*) e $I_c(h)$ é o valor da amplitude da componente harmônica de ordem *h* da corrente do capacitor.

Na literatura podem ser observados alguns trabalhos que utilizam os mais diversos modelos a fim de estimar a *ESR* do capacitor eletrolítico. A resistência em série equivalente diminui quando um dos seguintes fatores aumenta: frequência dos sinais; frequência da corrente do capacitor; tamanho do capacitor; capacitância (quando a capacitância dobra, a *ESR* cai pela metade) e temperatura ambiente. Através de resultados experimentais foi possível estabelecer uma curva que relaciona o valor da *ESR* com a frequência dos sinais. Concluiu-se que para frequências maiores que $3kHz$, o valor da *ESR* tende a um valor constante próximo de 45% da *ESR* medida numa frequência de $100Hz$ [54]. Desse modo, as perdas mostradas na equação (6.1) podem ser separadas em duas parcelas; uma de baixa frequência, para valores nos quais a *ESR* varia com a frequência, e outra de alta frequência, para valores nos quais a *ESR* é praticamente uma constante igual a 45% da *ESR* medida numa frequência de $100Hz$. Para tanto, define-se as seguintes equações:

$$P_{c,loss} = P_{c,loss}^{lf} + P_{c,loss}^{hf} \quad (6.2)$$

onde

$$P_{c,loss}^{lf} = \sum_{h=1}^{50} ESR(h)I_c^2(h) \quad (6.3)$$

e

$$P_{c,loss}^{hf} = 0,45ESR_{(100Hz)} \sum_{h>50}^{N_h} I_c^2(h) \quad (6.4)$$

onde $P_{c,loss}^{lf}$ são as perdas de potência resultantes da circulação das correntes harmônicas de baixa ordem causadas principalmente pelo controle e pela conexão com a rede elétrica monofásica, e $P_{c,loss}^{hf}$ são as perdas de potência resultante da circulação das correntes harmônicas de alta frequência causadas pelos efeitos de chaveamento dos conversores.

Determina-se a corrente *RMS* do capacitor do barramento *CC* a fim de estimar as perdas de potência nesse elemento do circuito através da seguinte equação:

$$I_{c,rms} = \sqrt{\sum_{h=1}^{N_h} I_c^2(h)}. \quad (6.5)$$

que pode ser separada em duas componentes, uma de alta frequência e uma de baixa frequência, ou seja,

$$I_{c,rms} = I_{c,rms}^{lf} + I_{c,rms}^{hf} \quad (6.6)$$

onde

$$I_{c,rms}^{lf} = \sqrt{\sum_{h=1}^{50} I_c^2(h)} \quad (6.7)$$

e

$$I_{c,rms}^{hf} = \sqrt{\sum_{h>50}^{N_h} I_c^2(h)} \quad (6.8)$$

sendo $I_{c,rms}^{lf}$ a componente *RMS* da corrente do capacitor do barramento *CC* dos harmônicos de baixa frequência e $I_{c,rms}^{hf}$ a componente da corrente *RMS* do capacitor do barramento *CC* dos harmônicos de alta frequência.

A escolha do harmônico de quinquagésima ordem está no fato de que esse harmônico, para sinais em $60Hz$ (frequência de entrada da rede), possui frequência igual a $3kHz$. Esse é o valor de frequência no qual o valor da *ESR* é constante, o que deixa as equações relacionadas com a alta frequência mais fáceis de manipular, utilizando apenas os harmônicos de ordem mais alta, responsáveis pelo aumento da temperatura no capacitor.

A partir da equação (6.4), encontra-se:

$$P_{c,loss}^{hf} = 0,45ESR_{(100Hz)}(I_{c,rms}^{hf})^2 \quad (6.9)$$

Como a *ESR* pode ser considerada praticamente constante em altas frequências, as perdas de potência de alta frequência $P_{c,loss}^{hf}$ dependem somente da componente da corrente *RMS* de alta frequência $I_{c,rms}^{hf}$. Dessa maneira, a redução nas perdas de potência de alta frequência no barramento *CC* é determinada pela redução dos harmônicos de alta frequência da corrente *RMS* do capacitor.

No projeto do valor dos capacitores dos barramentos *CC*, a quantidade de energia é um fator que deve ser levado em consideração a fim de tornar a comparação entre os conversores mais justa.

A energia num capacitor de capacitância C , submetido a uma tensão V , pode ser determinada pela seguinte equação:

$$E_{cap} = \frac{1}{2}CV^2 \quad (6.10)$$

Supondo um conversor série com N módulos conectados em série com divisão igualitária de potência entre os N barramentos *CC*, a tensão em cada conversor sendo igual a V/N e os capacitores com capacitâncias iguais a C_N , pode-se calcular a energia total nos barramentos do conversor série por:

$$E_{cap,N} = N\frac{1}{2}C_N\left(\frac{V}{N}\right)^2 \quad (6.11)$$

Igualando as energias armazenadas nos barramentos *CC* dos dois conversores mostradas nas equações 6.10 e 6.11, tem-se que:

$$C_N = NC \quad (6.12)$$

ou seja, nos conversores série com dois módulos, cada um dos dois barramentos *CC* deve ter uma capacitância equivalente que é o dobro da usada na topologia de um barramento.

Do ponto de vista das perdas, um capacitor de capacitância N vezes maior corresponde a um valor de *ESR* N vezes menor. Assim, considerando que a *ESR* das topologias convencionais tem o valor igual a $ESR_{(100Hz)}$, as perdas de alta frequência nas topologias série de dois módulos são dadas pela seguinte relação:

$$P_{c,loss,2mod}^{hf} = 0,45\frac{ESR_{(100Hz)}}{2}((I_{c,rms1}^{hf})^2 + (I_{c,rms2}^{hf})^2) \quad (6.13)$$

onde $I_{c,rmsk}^{hf}$ é a corrente *RMS* de alta frequência no módulo k , $k = 1, 2$.

Analogamente, as perdas de alta frequência nas topologias série de três módulos são dadas pela seguinte relação:

$$P_{c,loss,3mod}^{hf} = 0,45 \frac{ESR_{(100Hz)}}{3} ((I_{c,rms1}^{hf})^2 + (I_{c,rms2}^{hf})^2 + (I_{c,rms3}^{hf})^2) \quad (6.14)$$

onde $I_{c,rmsk}^{hf}$ é a corrente RMS de alta frequência no módulo k , $k = 1, 2, 3$.

6.2.2 Conversor Monofásico com Seis Braços e Dois Barramentos CC (M33)

As relações para a tensão mínima do barramento CC da a topologia M33 são:

$$v_{c1}^* \geq \max |v_{1a0_1}^* - v_{1c0_1}^*| \quad (6.15)$$

$$v_{c1}^* \geq \max |v_{1a0_1}^* - v_{1b0_1}^*| \quad (6.16)$$

$$v_{c1}^* \geq \max |v_{1b0_1}^* - v_{1c0_1}^*| \quad (6.17)$$

$$v_{c2}^* \geq \max |v_{2a0_2}^* - v_{2c0_2}^*| \quad (6.18)$$

$$v_{c2}^* \geq \max |v_{2a0_2}^* - v_{2b0_2}^*| \quad (6.19)$$

$$v_{c2}^* \geq \max |v_{2b0_2}^* - v_{2c0_2}^*|. \quad (6.20)$$

Com as tensões fornecidas pelos controladores mostradas nas equações (3.13)-(3.16), obtém-se a tensão mínima necessária no barramento CC do conversor 1:

$$v_{c1}^* \geq \max |v_{1ac}^*| \quad (6.21)$$

$$v_{c1}^* \geq \max |v_{1ac}^* - v_{1bc}^*| \quad (6.22)$$

$$v_{c1}^* \geq \max |v_{1bc}^*| \quad (6.23)$$

analogamente, a tensão mínima necessária no barramento CC do conversor 2 é definida por:

$$v_{c2}^* \geq \max |v_{2ac}^*| \quad (6.24)$$

$$v_{c2}^* \geq \max |v_{2ac}^* - v_{2bc}^*| \quad (6.25)$$

$$v_{c2}^* \geq \max |v_{2bc}^*|. \quad (6.26)$$

Os níveis de tensão dos barramentos CC são definidos com o objetivo de suprir as necessidades de tensão na entrada (v_g) e na saída (v_l) dos conversores em condições transitórias e de regime permanente. As tensões da entrada e saída dos conversores têm valores próximos em amplitude. A carga é indutiva e possui um filtro elétrico projetado para não permitir a passagem da alta frequência gerada pelo conversor. O controle do sistema garante na entrada um fator de potência próximo à unidade. Conclui-se que as tensões de saída, definidas por v_{1bc}^* e v_{2bc}^* , são maiores que as tensões de entrada, definidas por v_{1ac}^* e v_{2ac}^* . Assim, os valores mínimos das tensões dos barramentos CC dos conversores 1 e 2 são definidos pelas equações (6.23) e (6.26).

Um fato importante deve ser observado: para que as tensões mínimas nos barramentos CC sejam definidas pela tensão de saída de cada conversor é necessário que haja um sincronismo entre

e_g e e_l , de modo que as fases das tensões de entrada e saída do conversor estejam o mais próximo uma da outra. Caso a tensão v_{1ac}^* esteja defasada 180° em relação a tensão v_{1bc}^* , o barramento CC requerido no conversor 1 é praticamente o dobro do que seria caso v_{1ac}^* e v_{1bc}^* estivessem em fase. A comprovação dessa afirmação pode ser feita analisando a equação (6.22), onde a tensão mínima para o barramento CC do conversor 1 é definida pela diferença entre as tensões v_{1ac}^* e v_{1bc}^* . Portanto, quanto mais próxima as tensões v_{1ac}^* e v_{1bc}^* estiverem (em módulo e fase), mais a diferença tenderá a zero, não sendo o termo que determina o valor das tensões mínimas exigidas.

Na seção 3.2.3 foi citado que a fase instantânea das tensões de referência da carga, δ_l , poderia ser escolhida de modo a otimizar a utilização do barramento CC na estrutura M33. A partir de um estudo do regime permanente do sistema, verificou-se que a tensão mínima no barramento CC necessária para o funcionamento de cada conversor da topologia M33 corresponde à metade do valor de tensão do barramento CC da topologia convencional M3.

O ângulo entre a tensão de entrada e a tensão da saída do conversor, ε , deve estar entre -60° e 60° para que o barramento CC possua o mínimo valor de tensão. Essa limitação de ângulo pode ser observada nas equações (6.22) e (6.25), que passam a definir a tensão mínima do barramento CC caso a diferença entre as tensões de entrada e saída seja maior que apenas a tensão de saída (v_{1bc}^* ou v_{2bc}^*).

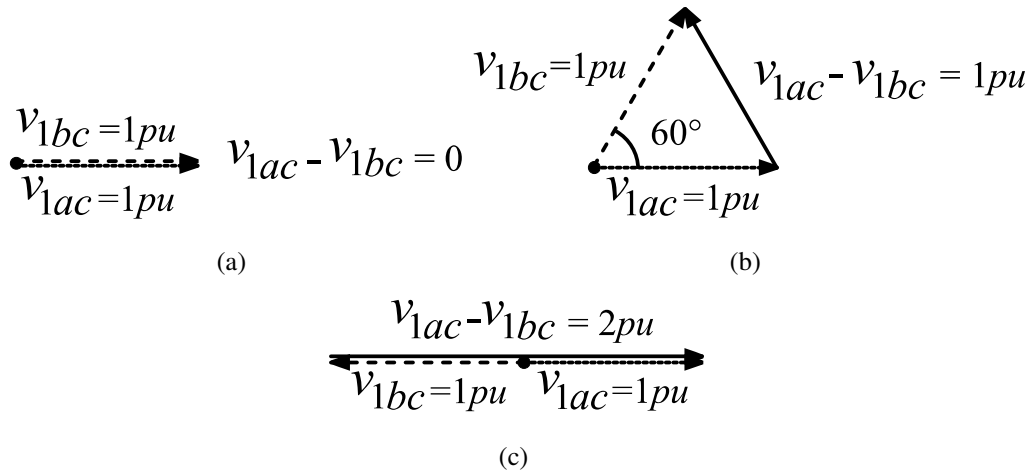


Figura 6.1: Diagrama fasorial da tensão resultante da diferença entre as tensões de entrada e saída dos conversores quando ε varia. (a) $\varepsilon = 0^\circ$. (b) $\varepsilon = 60^\circ$. (c) $\varepsilon = 180^\circ$.

Na Figura 6.1 é ilustrado num diagrama fasorial o que ocorre com a diferença entre as tensões de entrada e saída do conversor a medida que é modificada a diferença entre os seus ângulos, ε . A análise é realizada supondo que a tensão de entrada é igual a 1 pu e que a tensão de saída é regulada em 1 pu.

Observa-se na Figura 6.2, os valores de tensão requeridos em um dos barramentos CC da topologia série M33 em relação aos valores de tensão requeridos do barramento CC da topologia convencional M3 para ε variando de -180° a 180° .

Fica claro que na topologia M33 as chaves de potência ficam submetidas a níveis de tensão menores que as chaves de potência da topologia convencional M3, porém a topologia proposta

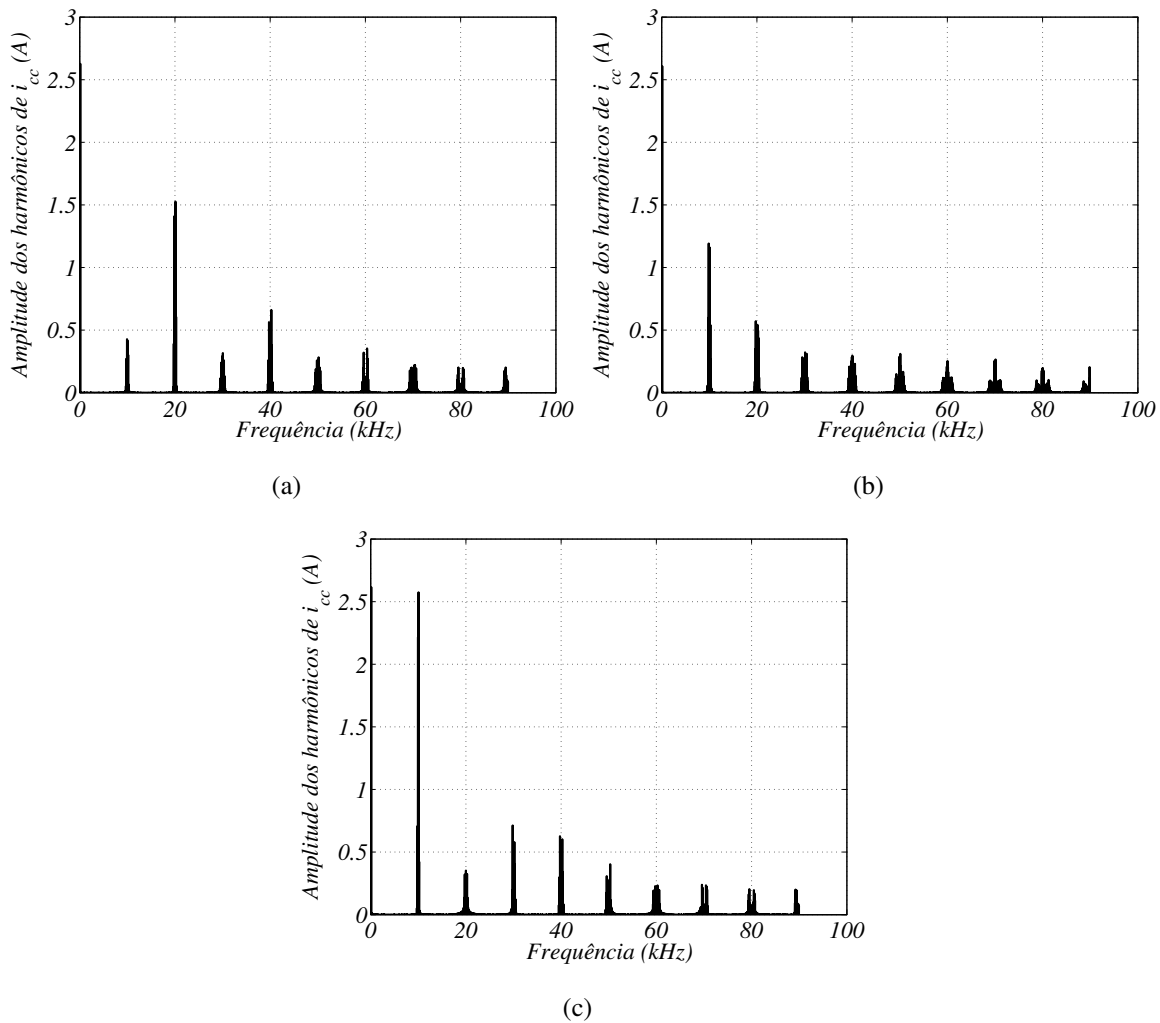


Figura 6.4: Espectro da corrente do barramento CC do conversor 1 da topologia série M33. (a) 1P - $\mu = 0,5$. (b) 2P - $\mu = 0$. (c) 4P - $\mu = 0,5$.

Em todas as figuras da corrente $I_{c,rms}$ das topologias monofásicas, aparece um termo próximo à frequência nula. Esse termo corresponde à componente na frequência de $120Hz$ resultante da potência monofásica. Para os cálculos da corrente $I_{c,rms}^{hf}$, só contribuem os termos da corrente $I_{c,rms}$ com frequência a partir de $3kHz$, nos quais a ESR possui valor constante.

Na Tabela 6.1 estão mostrados os valores de $I_{c,rms1}^{hf}$ e $I_{c,rms2}^{hf}$, dos conversores 1 e 2 da topologia série M33, a partir dos espectros dos harmônicos das correntes dos capacitores dos barramentos CC mostrados nas Figuras 6.4 e 6.5. Adicionalmente, está mostrado o valor de $I_{c,rms}^{hf}$ do conversor convencional M3 [Figura 6.3(b)].

Os valores das $I_{c,rms}^{hf}$ mostrados nas tabelas de todas as topologias estão normalizados pelo valor da $I_{c,rms}^{hf}$ em $\mu = 0,5$ da topologia convencional M3.

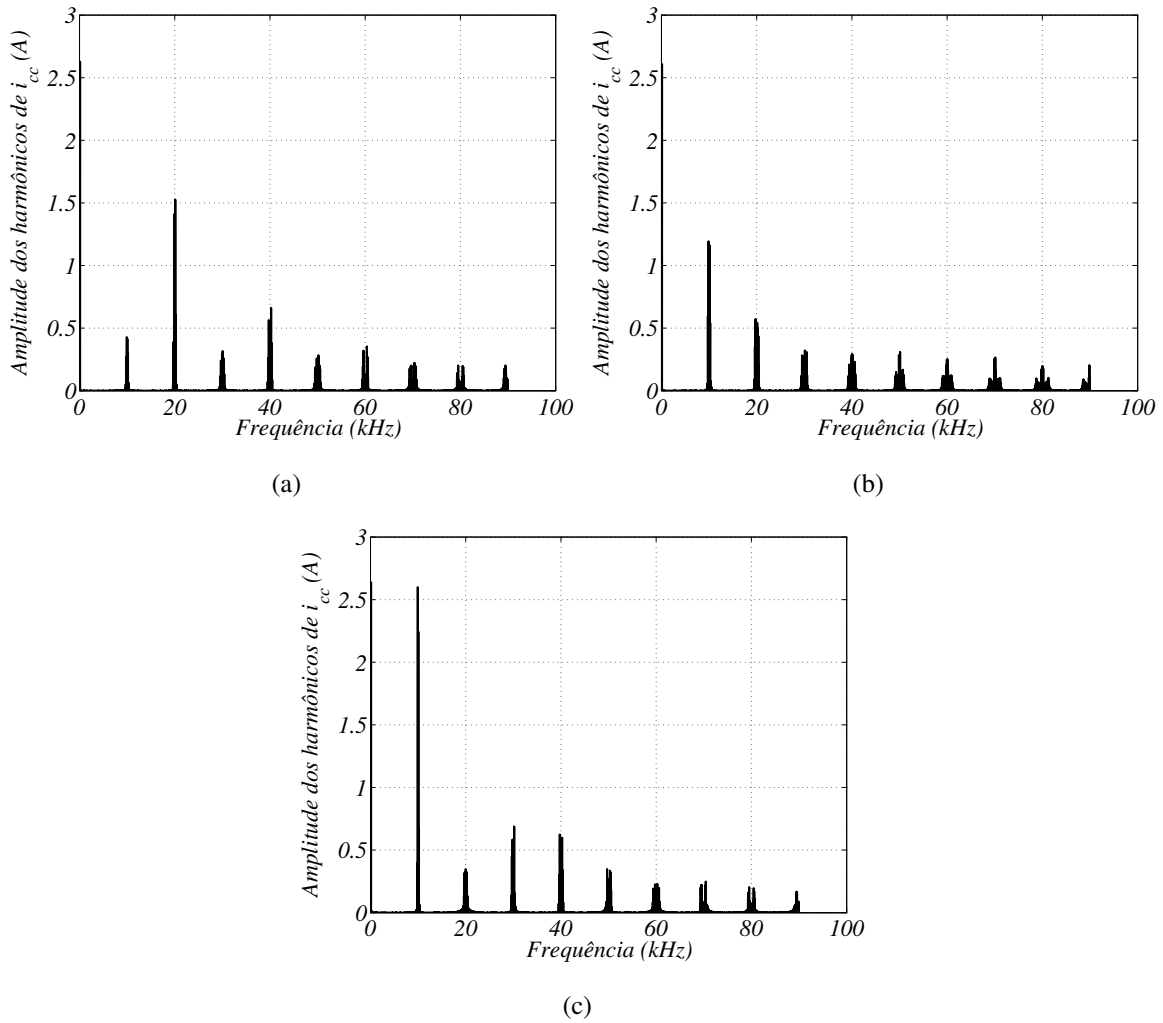


Figura 6.5: Espectro da corrente do barramento CC do conversor 2 da topologia série M33. (a) 1P - $\mu = 0,5$. (b) 2P - $\mu = 0$. (c) 4P - $\mu = 0,5$.

Tabela 6.1: Valores normalizados das correntes RMS dos capacitores dos barramentos CC das topologias M3, e M33 com uma, duas e quatro portadoras PWM .

	$I_{c,rms1}^{hf}$	$I_{c,rms2}^{hf}$
M3- $\mu = 0,5$	1,00	—
M33-1P- $\mu = 0,5$	1,00	1,00
M33-2P- $\mu = 0$	1,03	1,03
M33-4P- $\mu = 0,5$	1,39	1,39

As perdas de potência de alta frequência ($P_{c,loss}^{hf}$) da topologia convencional são definidas pela equação (6.9). Como a capacitância de cada um dos dois barramentos CC da topologia série é o dobro da capacitância das topologias convencionais, a resistência em série equivalente em cada módulo da topologia série é metade da resistência em série equivalente das topologias convencionais $ESR_{100Hz}(S) = ESR_{100Hz}(C)/2$. Assim, a equação (6.13) é utilizada para o cálculo das perdas no conversor série M33 (de dois módulos). A Tabela 6.2 contém os valores das perdas da topologia série M33 e da topologia convencional M3.

Tabela 6.2: Valores normalizados das perdas de potência de alta frequência dos capacitores dos barramentos CC das topologias M3, e M33 com uma, duas e quatro portadoras PWM.

	$P_{c,loss}^{hf}$
M3- $\mu = 0,5$	1,00
M33-1P- $\mu = 0,5$	1,00
M33-2P- $\mu = 0$	1,06
M33-4P- $\mu = 0,5$	1,93

As perdas em cada módulo da topologia série são menores que as perdas na topologia convencional. A soma das perdas dos dois módulos da topologia série M33, nos casos mostrados, é maior ou igual ao valor das perdas da topologia convencional. No geral, os valores das perdas são próximos, à exceção de quando quatro portadoras PWM são utilizadas. O melhor caso é obtido com uma portadora PWM. É interessante lembrar que as perdas nos capacitores dos barramentos CC dos conversores é um dos critérios de caracterização, este trabalho propõe a escolha por um melhor caso geral, que deve ser feito levando em conta todos os critérios de análise propostos.

6.2.3 Conversor Monofásico com Sete Braços e Dois Barramentos CC (M34)

As relações para a tensão mínima do barramento CC da a topologia M34 são:

$$v_{c1}^* \geq \max |v_{1a0_1}^* - v_{1c0_1}^*| \quad (6.27)$$

$$v_{c1}^* \geq \max |v_{1a0_1}^* - v_{1b0_1}^*| \quad (6.28)$$

$$v_{c1}^* \geq \max |v_{1b0_1}^* - v_{1c0_1}^*| \quad (6.29)$$

$$v_{c2}^* \geq \max |v_{2a0_2}^* - v_{2b0_2}^*| \quad (6.30)$$

$$v_{c2}^* \geq \max |v_{2c0_2}^* - v_{2d0_2}^*|. \quad (6.31)$$

Com as tensões fornecidas pelos controladores mostradas nas equações (3.65)-(3.68), obtém-se a tensão mínima necessária no barramento CC do conversor 1:

$$v_{c1}^* \geq \max |v_{1ac}^*| \quad (6.32)$$

$$v_{c1}^* \geq \max |v_{1ac}^* - v_{1bc}^*| \quad (6.33)$$

$$v_{c1}^* \geq \max |v_{1bc}^*| \quad (6.34)$$

e a tensão mínima necessária no barramento CC do conversor 2 é definida por:

$$v_{c2}^* \geq \max |v_{2ab}^*| \quad (6.35)$$

$$v_{c2}^* \geq \max |v_{2cd}^*|. \quad (6.36)$$

Já foi mostrado que as tensões de saída dos conversores são maiores que as tensões de entrada. Assim, as tensões mínimas exigidas nos barramentos CC dos conversores 1 e 2 são definidas pelas equações (6.34) e (6.36). Para esta topologia também existe a necessidade de sincronismo entre as tensões e_g e e_l , pois apesar de o conversor 2 possuir quatro braços, o conversor 1 possui três braços.

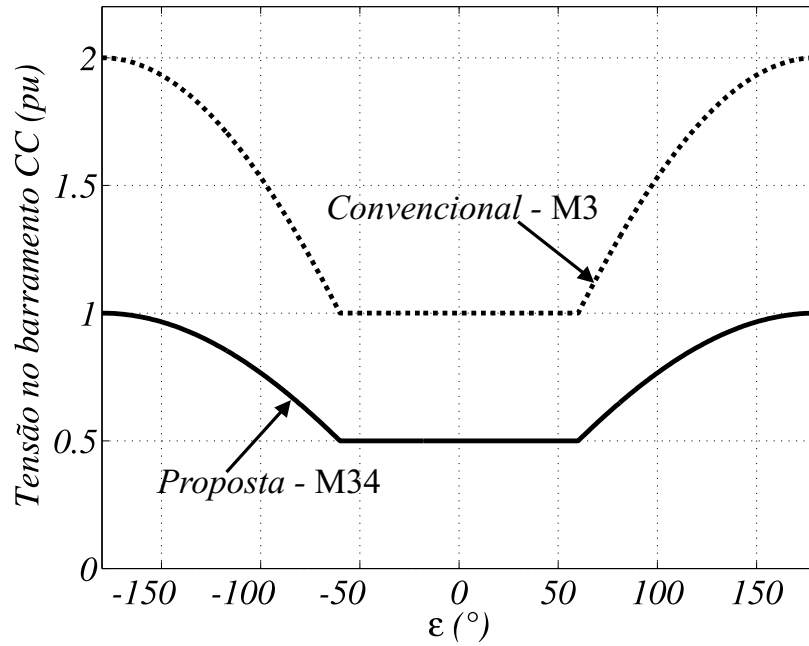


Figura 6.6: Tensão no barramento CC das topologias M34 e M3 em função da diferença entre o ângulo da tensão de entrada e o ângulo da tensão de saída.

Dessa maneira, o sistema como um todo apresenta a característica de possuir braços divididos entre entrada e saída, necessitando do sincronismo.

A tensão mínima no barramento CC necessária para o funcionamento de cada módulo da topologia série M34 corresponde à metade do valor de tensão do barramento CC das topologias convencionais.

Na Figura 6.6 pode ser observada a necessidade do sincronismo entre tensão de entrada e de saída. A comparação é feita com a convencional M3, já que é prudente verificar as características de um estrutura que também possua braços compartilhados entre entrada e saída.

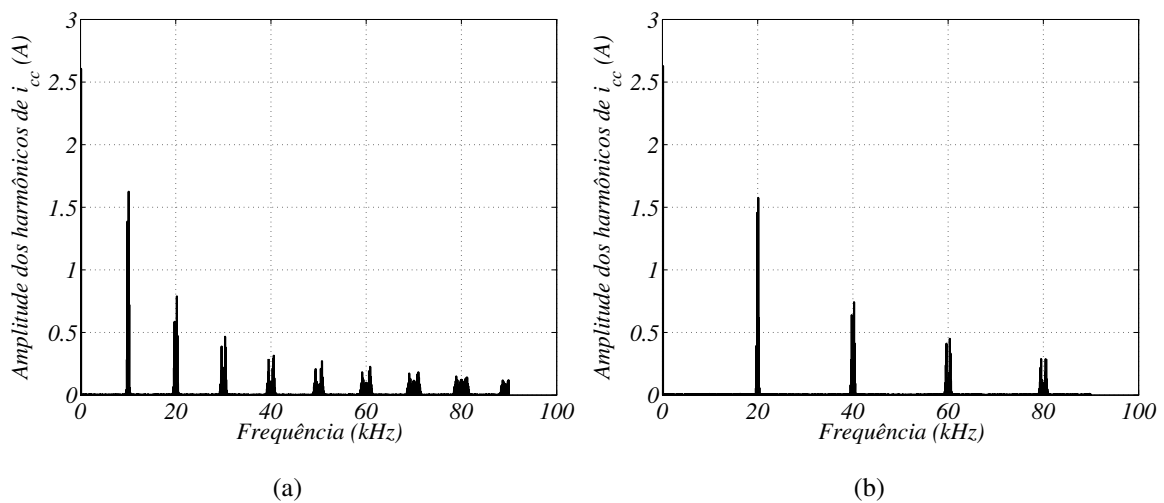


Figura 6.7: Espectro da corrente do barramento CC da topologia convencional M4. (a) $\mu = 0$. (b) $\mu = 0,5$.

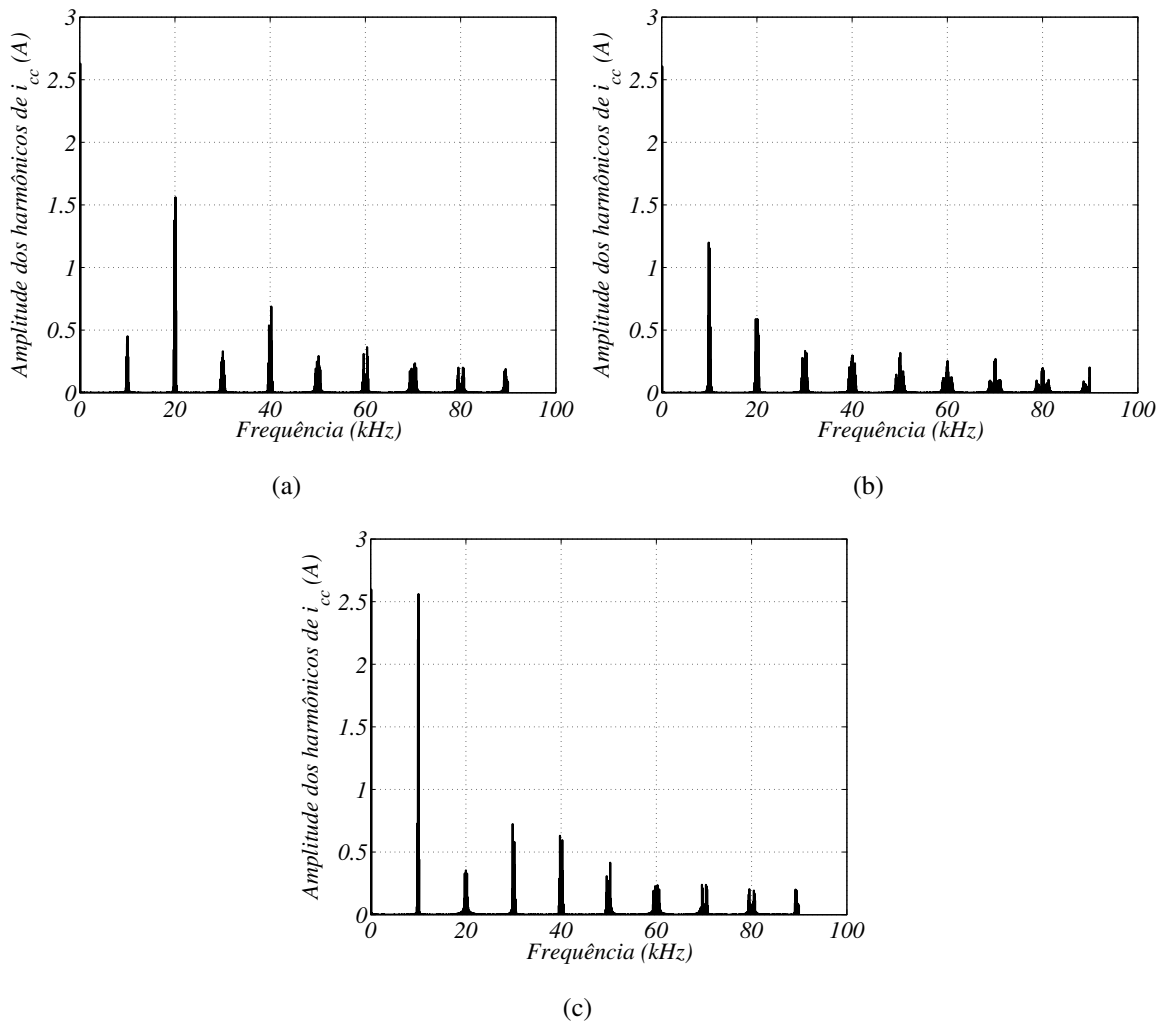


Figura 6.8: Espectro da corrente do barramento CC do conversor 1 da topologia série M34. (a) 1P - $\mu = 0,5$. (b) 2P - $\mu = 0$. (c) 4P - $\mu = 0,5$.

Na Figura 6.7 é ilustrado os espectros da $I_{c,rms}$ da topologia convencional M4. Nas Figuras 6.8 e 6.9 são ilustrados os espectros da $I_{c,rms}$ dos conversores 1 e 2, respectivamente, da topologia M34. As curvas mostradas nessas figuras são: $I_{c,rms}$ da topologia convencional M4 para $\mu = 0$ e $\mu = 0,5$; $I_{c,rms}$ do conversor 1 da topologia série usando uma portadora PWM com $\mu = 0,5$; duas portadoras PWM com $\mu = 0$; e quatro portadoras PWM com $\mu = 0,5$; $I_{c,rms}$ do conversor 2 da topologia série usando uma portadora PWM com $\mu = 0,5$; duas portadoras PWM com $\mu = 0$; e quatro portadoras PWM com $\mu = 0,5$. Os resultados foram obtidos a partir de um programa de simulação utilizando parâmetros apresentados na Tabela A.6 para a topologia série M34 e na Tabela A.2 para as topologias convencionais M3 e M4.

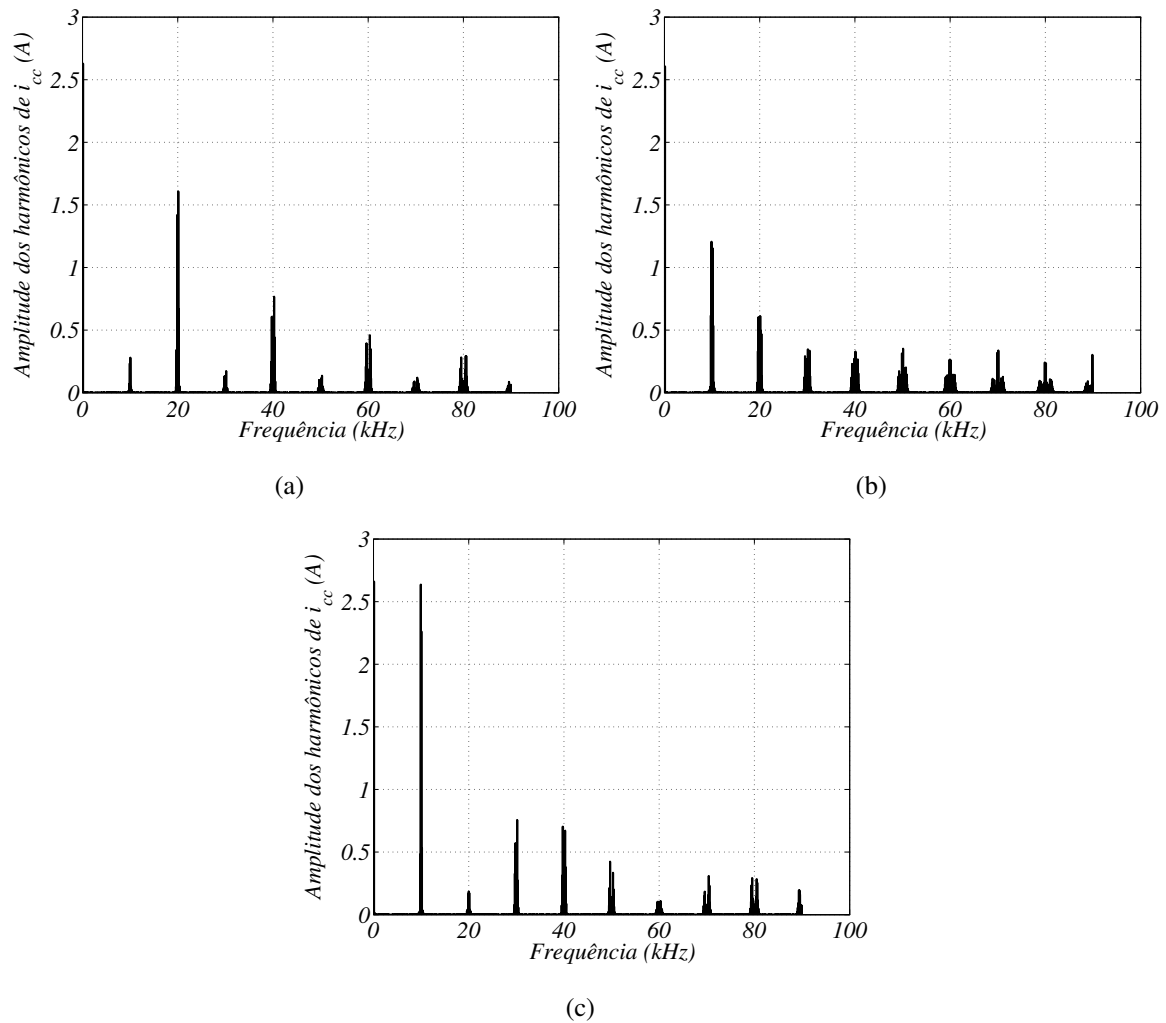


Figura 6.9: Espectro da corrente do barramento CC do conversor 2 da topologia série M34. (a) 1P - $\mu = 0,5$. (b) 2P - $\mu = 0$. (c) 4P - $\mu = 0,5$.

Na Tabela 6.3 estão mostrados os valores de $I_{c,rms1}^{hf}$ e $I_{c,rms2}^{hf}$, dos conversores 1 e 2 da topologia série M34, a partir dos espectros dos harmônicos das correntes dos capacitores dos barramentos CC mostrados nas Figuras 6.8 e 6.9. Adicionalmente, está mostrado o valor de $I_{c,rms}^{hf}$ do conversor convencional M3 [Figura 6.3(b)].

Tabela 6.3: Valores normalizados das correntes RMS dos capacitores dos barramentos CC das topologias M4, M3, e M34 com uma, duas e quatro portadoras PWM .

	$I_{c,rms1}^{hf}$	$I_{c,rms2}^{hf}$
M4- $\mu = 0,5$	0,96	—
M3- $\mu = 0,5$	1,00	—
M34-1P- $\mu = 0,5$	1,01	0,99
M34-2P- $\mu = 0$	1,04	0,98
M34-4P- $\mu = 0,5$	1,39	1,39

A equação (6.13) é utilizada no cálculo das perdas no conversor série M34 (dois módulos). A Tabela 6.4 contém os valores das perdas das topologias série M34 e convencionais M4 e M3.

Tabela 6.4: Valores normalizados das perdas de potência de alta frequência dos capacitores dos barramentos CC das topologias M4, M3, e M34 com uma, duas e quatro portadoras PWM.

	$P_{c,loss}^{hf}$
M4- $\mu = 0,5$	0,92
M3- $\mu = 0,5$	1,00
M34-1P- $\mu = 0,5$	1,00
M34-2P- $\mu = 0$	1,02
M34-4P- $\mu = 0,5$	1,93

A topologia convencional M4 apresenta menores perdas que a topologia convencional M3. A soma das perdas dos dois módulos da topologia série M34 para os casos mostrados, é maior ou igual ao valor das perdas das topologias convencionais. No geral, os valores das perdas são próximos, à exceção de quando quatro portadoras PWM são utilizadas.

6.2.4 Conversor Monofásico com Oito Braços e Dois Barramentos CC (M44)

As relações para a tensão mínima do barramento CC da a topologia M44 são:

$$v_{c1}^* \geq \max |v_{1a0_1}^* - v_{1b0_1}^*| \quad (6.37)$$

$$v_{c1}^* \geq \max |v_{1c0_1}^* - v_{1d0_1}^*| \quad (6.38)$$

$$v_{c2}^* \geq \max |v_{2a0_2}^* - v_{2b0_2}^*| \quad (6.39)$$

$$v_{c2}^* \geq \max |v_{2c0_2}^* - v_{2d0_2}^*|. \quad (6.40)$$

Com as tensões fornecidas pelos controladores mostradas nas equações (3.114)-(3.117), obtém-se a tensão mínima necessária no barramento CC do conversor 1:

$$v_{c1}^* \geq \max |v_{1ab}^*| \quad (6.41)$$

$$v_{c1}^* \geq \max |v_{1cd}^*| \quad (6.42)$$

e a tensão mínima necessária no barramento CC do conversor 2:

$$v_{c2}^* \geq \max |v_{2ab}^*| \quad (6.43)$$

$$v_{c2}^* \geq \max |v_{2cd}^*|. \quad (6.44)$$

As tensões de saída, v_{1cd}^* e v_{2cd}^* , são maiores que as tensões de entrada, v_{1ab}^* e v_{2ab}^* . Assim, as tensões mínimas exigidas nos barramentos CC dos conversores 1 e 2 são definidos pelas equações (6.42) e (6.44). Para esta topologia, não é necessário fazer sincronismo do ponto de vista da utilização do barramento CC (lembrando que o sincronismo é feito como medida de minimizar a componente de alta frequência da corrente de circulação). A entrada possui retificadores em ponte completa, assim como na saída os inversores também são em ponte completa.

Observa-se na Figura 6.10 a comparação entre a curva da tensão de um dos barramentos CC da topologia série M44 com a curva da tensão do barramento CC da topologia convencional M4.

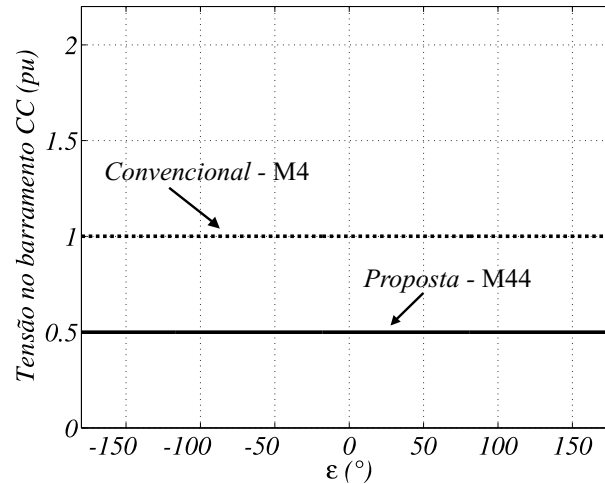


Figura 6.10: Tensão no barramento CC das topologias M44 e M4 em função da diferença entre o ângulo da tensão de entrada e o ângulo da tensão de saída.

A tensão mínima necessária no barramento CC para o funcionamento de cada módulo da topologia série M44 corresponde à metade do valor de tensão do barramento CC da topologia convencional M4.

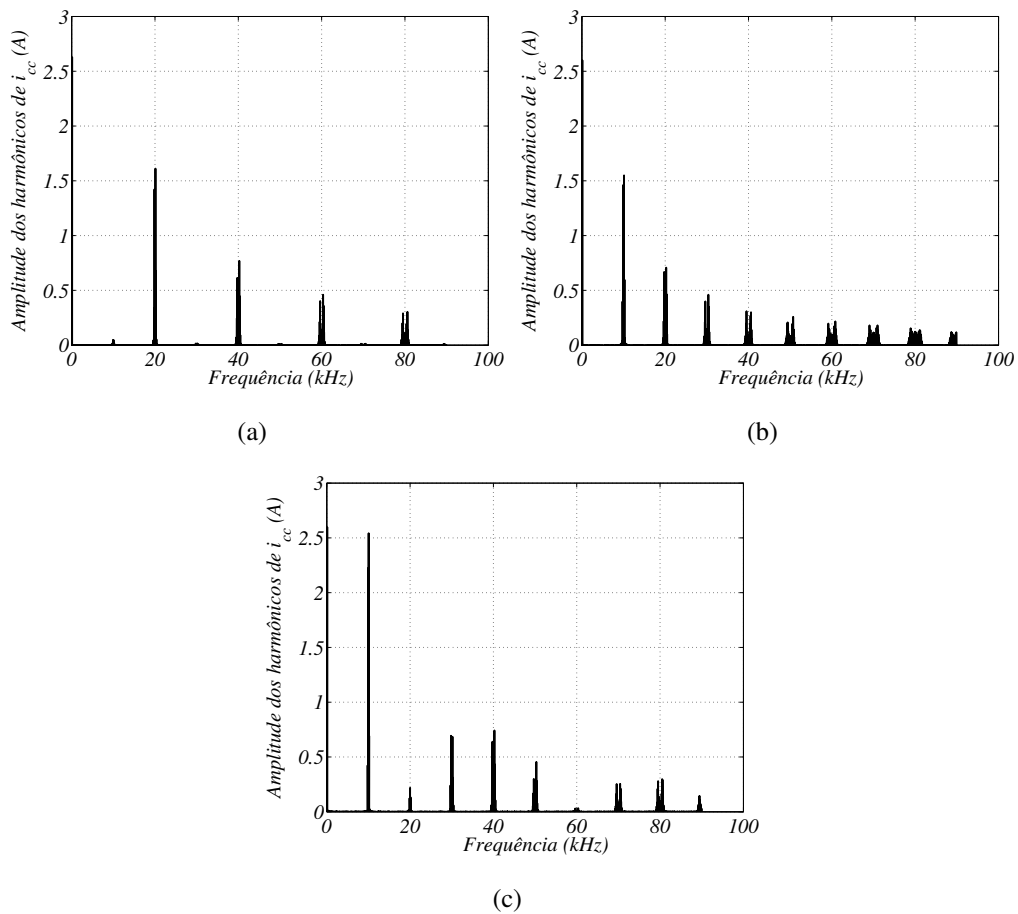


Figura 6.11: Espectro da corrente do barramento CC do conversor 1 da topologia série M44. (a) 1P - $\mu = 0, 5$. (b) 2P - $\mu = 0$. (c) 4P - $\mu = 0, 5$.

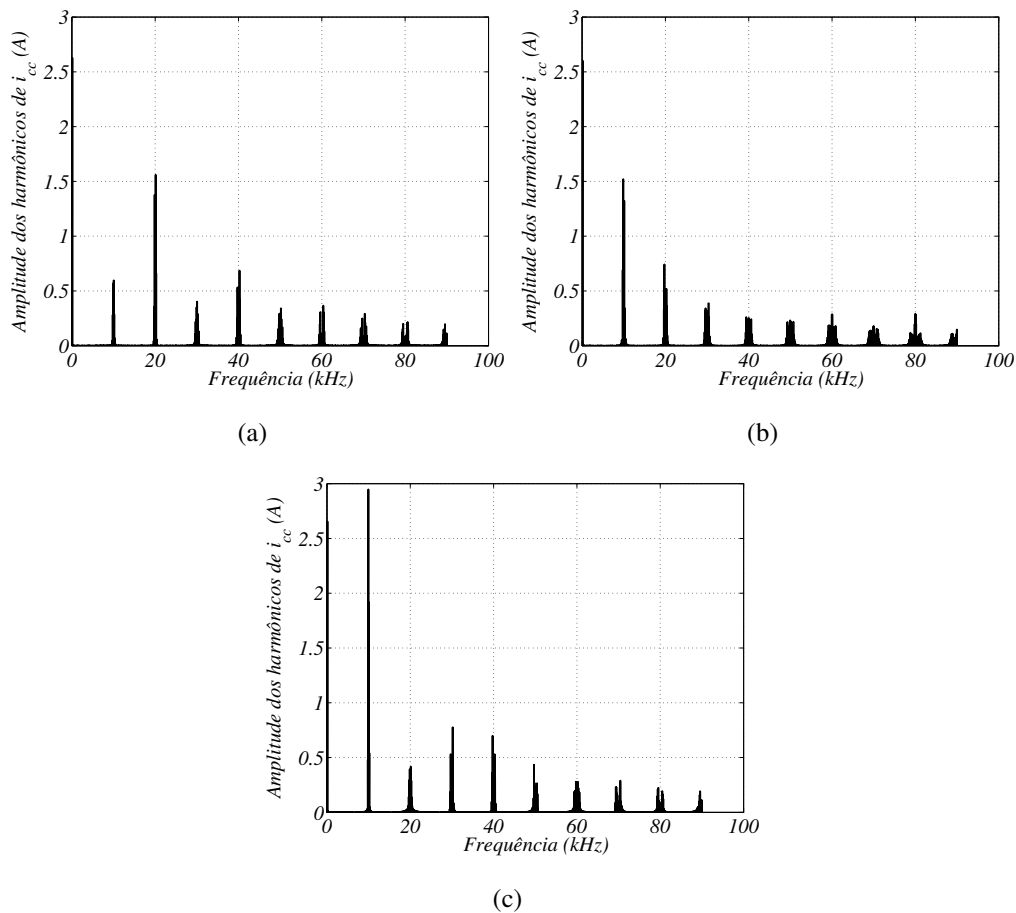


Figura 6.12: Espectro da corrente do barramento *CC* do conversor 2 da topologia série M44. (a) 1P - $\mu = 0, 5$. (b) 2P - $\mu = 0$. (c) 4P - $\mu = 0, 5$.

Nas Figuras 6.11 e 6.12 são mostrados os espectros das harmônicas da corrente do capacitor da topologia série M44. As curvas mostradas nessas figuras são: $I_{c,rms}$ dos conversores 1 e 2 da topologia série M44 usando uma portadora *PWM* com $\mu = 0, 5$; duas portadoras *PWM* com $\mu = 0$; e quatro portadoras *PWM* com $\mu = 0, 5$. Os resultados foram obtidos a partir de um programa de simulação utilizando parâmetros apresentados na Tabela A.6 para a topologia série M44.

Na Tabela 6.5 estão mostrados os valores de $I_{c,rms1}^{hf}$ e $I_{c,rms2}^{hf}$, dos conversores 1 e 2 da topologia série M44, a partir dos espectros dos harmônicos das correntes dos capacitores dos barramentos *CC* mostrados nas Figuras 6.11 e 6.12. Adicionalmente, está mostrado o valor de $I_{c,rms}^{hf}$ do conversor convencional M4 [Figura 6.7(b)].

Tabela 6.5: Valores normalizados das correntes *RMS* dos capacitores dos barramentos *CC* das topologias M4 e M44 com uma, duas e quatro portadoras *PWM*.

	$I_{c,rms1}^{hf}$	$I_{c,rms2}^{hf}$
M4- $\mu = 0, 5$	0,96	—
M44-1P- $\mu = 0, 5$	0,98	1,05
M44-2P- $\mu = 0$	1,03	1,13
M44-4P- $\mu = 0, 5$	1,37	1,44

A equação (6.13) é utilizada para o cálculo das perdas no conversor série M44 (de dois módulos). A Tabela 6.6 contém os valores das perdas da topologia série M44 e da topologia convencional M4.

Tabela 6.6: Valores normalizados das perdas de potência de alta frequência dos capacitores dos barramentos CC das topologias M4 e M44 com uma, duas e quatro portadoras *PWM*.

	$P_{c,loss}^{hf}$
M4- $\mu = 0,5$	0,92
M44-1P- $\mu = 0,5$	1,03
M44-2P- $\mu = 0$	1,17
M44-4P- $\mu = 0,5$	1,97

A soma das perdas dos dois módulos da topologia série M34 para os casos mostrados, é maior que o valor das perdas da topologia convencional. O melhor caso é quando uma portadora *PWM* é utilizada. Quando quatro portadoras *PWM* são utilizadas, as perdas praticamente dobram.

6.2.5 Conversor Monofásico com Dez Braços e Três Barramentos CC (M334)

As relações para a tensão mínima do barramento CC da a topologia M334 são:

$$v_{c1}^* \geq \max |v_{1a0_1}^* - v_{1c0_1}^*| \quad (6.45)$$

$$v_{c1}^* \geq \max |v_{1a0_1}^* - v_{1b0_1}^*| \quad (6.46)$$

$$v_{c1}^* \geq \max |v_{1b0_1}^* - v_{1c0_1}^*| \quad (6.47)$$

$$v_{c2}^* \geq \max |v_{2a0_2}^* - v_{2c0_2}^*| \quad (6.48)$$

$$v_{c2}^* \geq \max |v_{2a0_2}^* - v_{2b0_2}^*| \quad (6.49)$$

$$v_{c2}^* \geq \max |v_{2b0_2}^* - v_{2c0_2}^*| \quad (6.50)$$

$$v_{c3}^* \geq \max |v_{3a0_3}^* - v_{3b0_3}^*| \quad (6.51)$$

$$v_{c3}^* \geq \max |v_{3c0_3}^* - v_{3d0_3}^*|. \quad (6.52)$$

Com as tensões fornecidas pelos controladores mostradas nas equações (4.36)-(4.41), obtém-se a tensão mínima necessária no barramento CC do conversor 1:

$$v_{c1}^* \geq \max |v_{1ac}^*| \quad (6.53)$$

$$v_{c1}^* \geq \max |v_{1ac}^* - v_{1bc}^*| \quad (6.54)$$

$$v_{c1}^* \geq \max |v_{1bc}^*| \quad (6.55)$$

, a tensão mínima necessária no barramento CC do conversor 2:

$$v_{c2}^* \geq \max |v_{2ac}^*| \quad (6.56)$$

$$v_{c2}^* \geq \max |v_{2ac}^* - v_{2bc}^*| \quad (6.57)$$

$$v_{c2}^* \geq \max |v_{2bc}^*| \quad (6.58)$$

e a tensão mínima necessária no barramento *CC* do conversor 3:

$$v_{c3}^* \geq \max |v_{3ab}^*| \quad (6.59)$$

$$v_{c3}^* \geq \max |v_{3cd}^*|. \quad (6.60)$$

As tensões de saída, v_{1bc}^* , v_{2bc}^* e v_{3cd}^* , são maiores que as tensões de entrada, v_{1ac}^* , v_{2ac}^* e v_{3ab}^* . Assim, as tensões mínimas exigidas nos barramentos *CC* dos conversores 1, 2 e 3 são definidos pelas equações (6.55), (6.58) e (6.60). É necessário que haja um sincronismo entre entrada e saída, já que pelo menos um dos módulos do conversor possui braços divididos.

A tensão mínima no barramento *CC* necessária para o funcionamento de cada módulo da topologia série M334 corresponde a um terço do valor de tensão do barramento *CC* da topologia convencional M3.

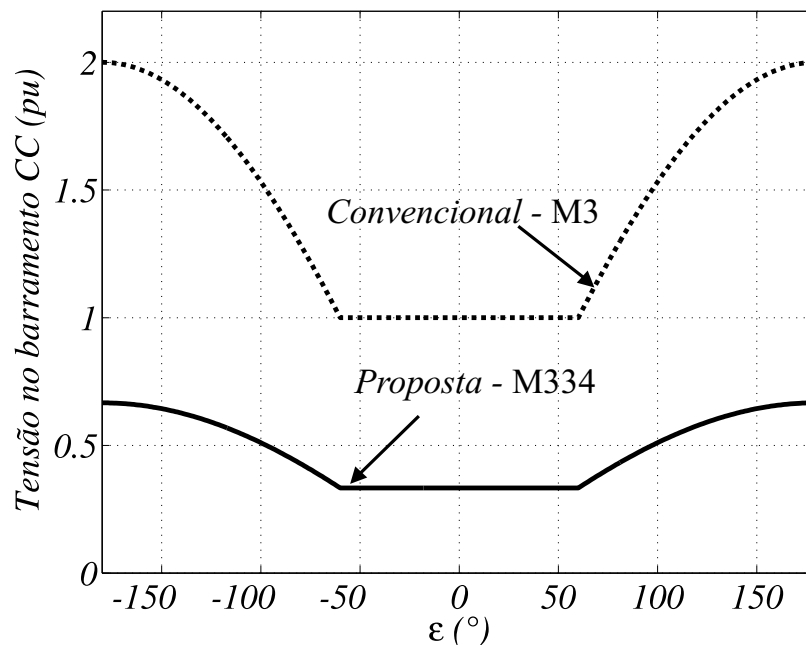


Figura 6.13: Tensão no barramento *CC* das topologias M3 e M334 em função da diferença entre o ângulo da tensão de entrada e o ângulo da tensão de saída.

Na Figura 6.13 pode ser observada a necessidade do sincronismo entre tensão de entrada e saída para que o circuito funcione necessitando do menor valor de tensão no barramento *CC* possível.

Nas Figuras 6.14 a 6.16 são ilustrados os espectros das harmônicas da corrente do capacitor da topologia M334. As curvas mostradas nessas figuras são: $I_{c,rms}$ dos barramentos *CC* dos módulos 1, 2 e 3 da topologia série M334 usando uma portadora *PWM* com $\mu = 0,5$; duas portadoras *PWM* com $\mu = 0$; três portadoras *PWM* com $\mu = 0,5$; e seis portadoras *PWM* com $\mu = 0$. Os resultados foram obtidos a partir de um programa de simulação utilizando parâmetros apresentados na Tabela A.8 para a topologia série M334.

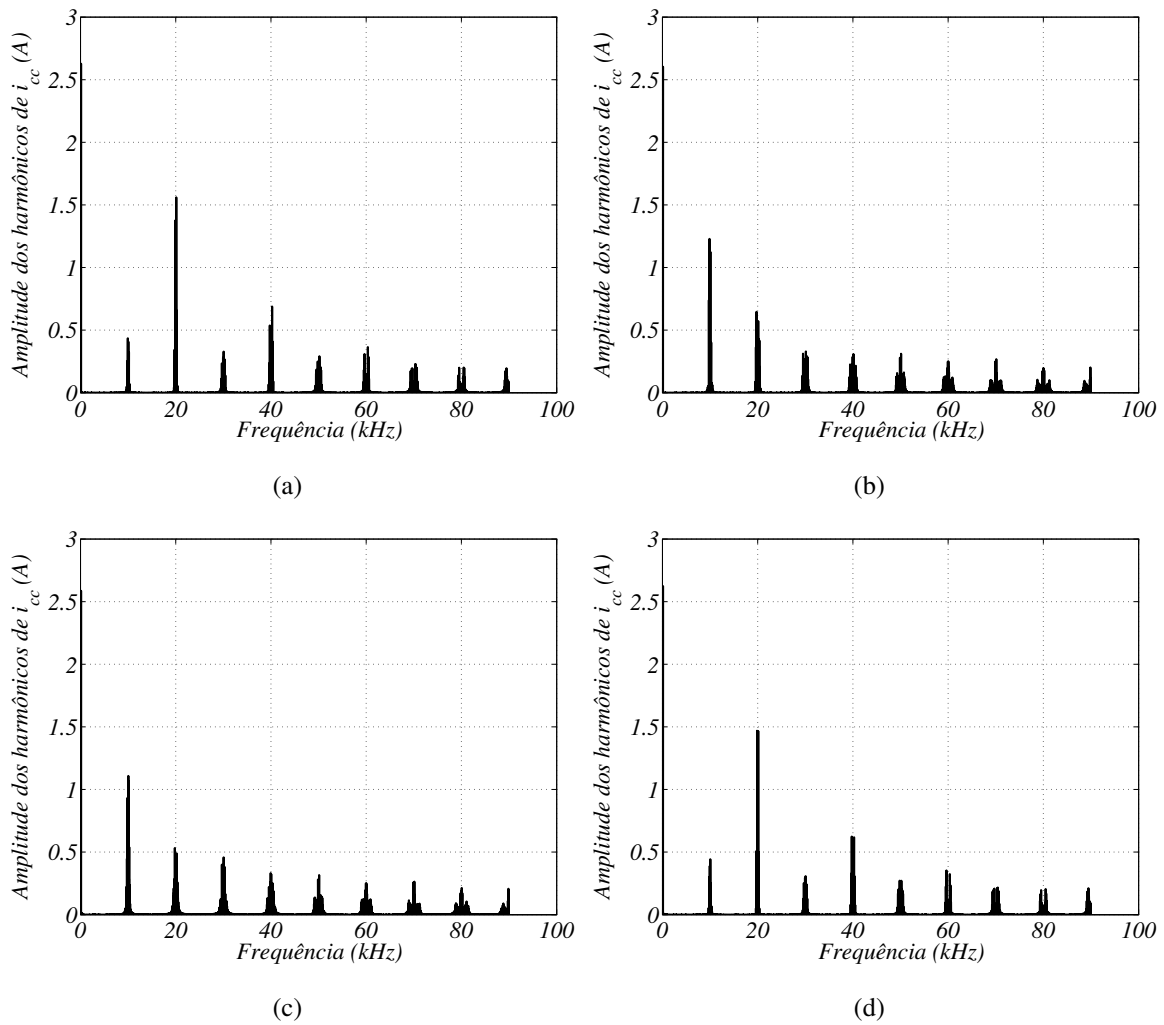


Figura 6.14: Espectro da corrente do barramento CC do conversor 1 da topologia série M334. (a) 1P - $\mu = 0,5$. (b) 2P - $\mu = 0$. (c) 6P - $\mu = 0$. (d) 3P - $\mu = 0,5$.

Na Tabela 6.7 estão mostrados os valores de $I_{c,rms1}^{hf}$, $I_{c,rms2}^{hf}$ e $I_{c,rms3}^{hf}$, dos conversores 1, 2 e 3 da topologia série M334, a partir dos espectros dos harmônicos das correntes dos capacitores dos barramentos CC mostrados nas Figuras 6.14 a 6.16. Adicionalmente, está mostrado o valor de $I_{c,rms}^{hf}$ do conversor convencional M3 [Figura 6.3(b)].

Tabela 6.7: Valores normalizados das correntes RMS dos capacitores dos barramentos CC das topologias M3 e M334 com uma, duas, três e seis portadoras PWM .

	$I_{c,rms1}^{hf}$	$I_{c,rms2}^{hf}$	$I_{c,rms3}^{hf}$
M3- $\mu = 0,5$	1,00	—	—
M334-1P- $\mu = 0,5$	1,01	1,02	1,14
M334-2P- $\mu = 0$	1,05	1,05	1,17
M334-3P- $\mu = 0,5$	0,99	0,99	1,12
M334-6P- $\mu = 0$	1,08	1,08	1,23

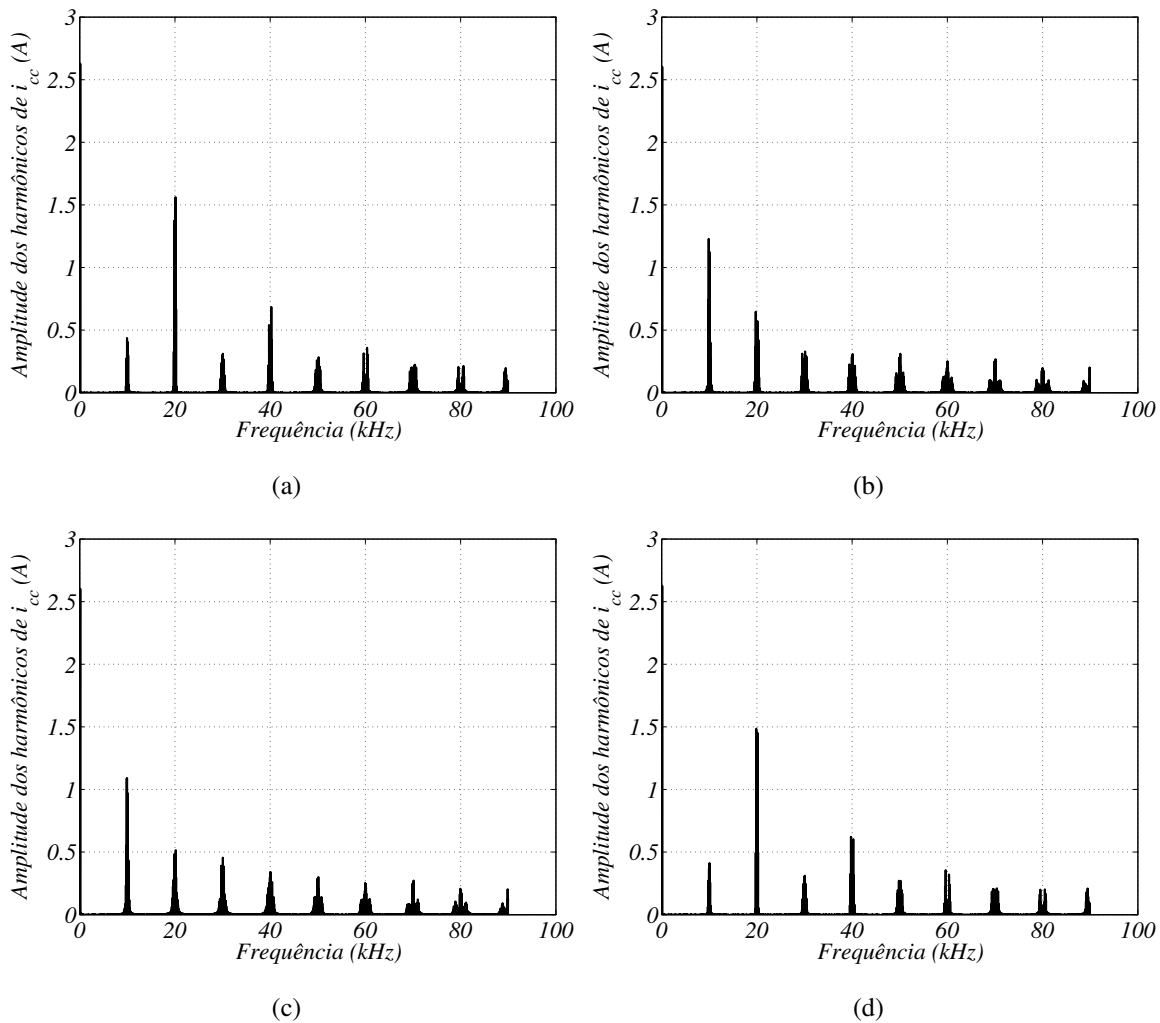


Figura 6.15: Espectro da corrente do barramento CC do conversor 2 da topologia série M334. (a) 1P - $\mu = 0,5$. (b) 2P - $\mu = 0$. (c) 6P - $\mu = 0$. (d) 3P - $\mu = 0,5$.

As perdas de potência de alta frequência ($P_{c,loss}^{hf}$) da topologia convencional são definidas pela equação (6.9). Como a capacitância de cada um dos três barramentos CC da topologia série é o triplo da capacitância das topologias convencionais, a resistência em série equivalente em cada módulo da topologia série é um terço da resistência em série equivalente das topologias convencionais $ESR_{100Hz}(S) = ESR_{100Hz}(C)/3$. Assim, para o cálculo das perdas no conversor série M334 (de três módulos) a equação (6.14) é utilizada.

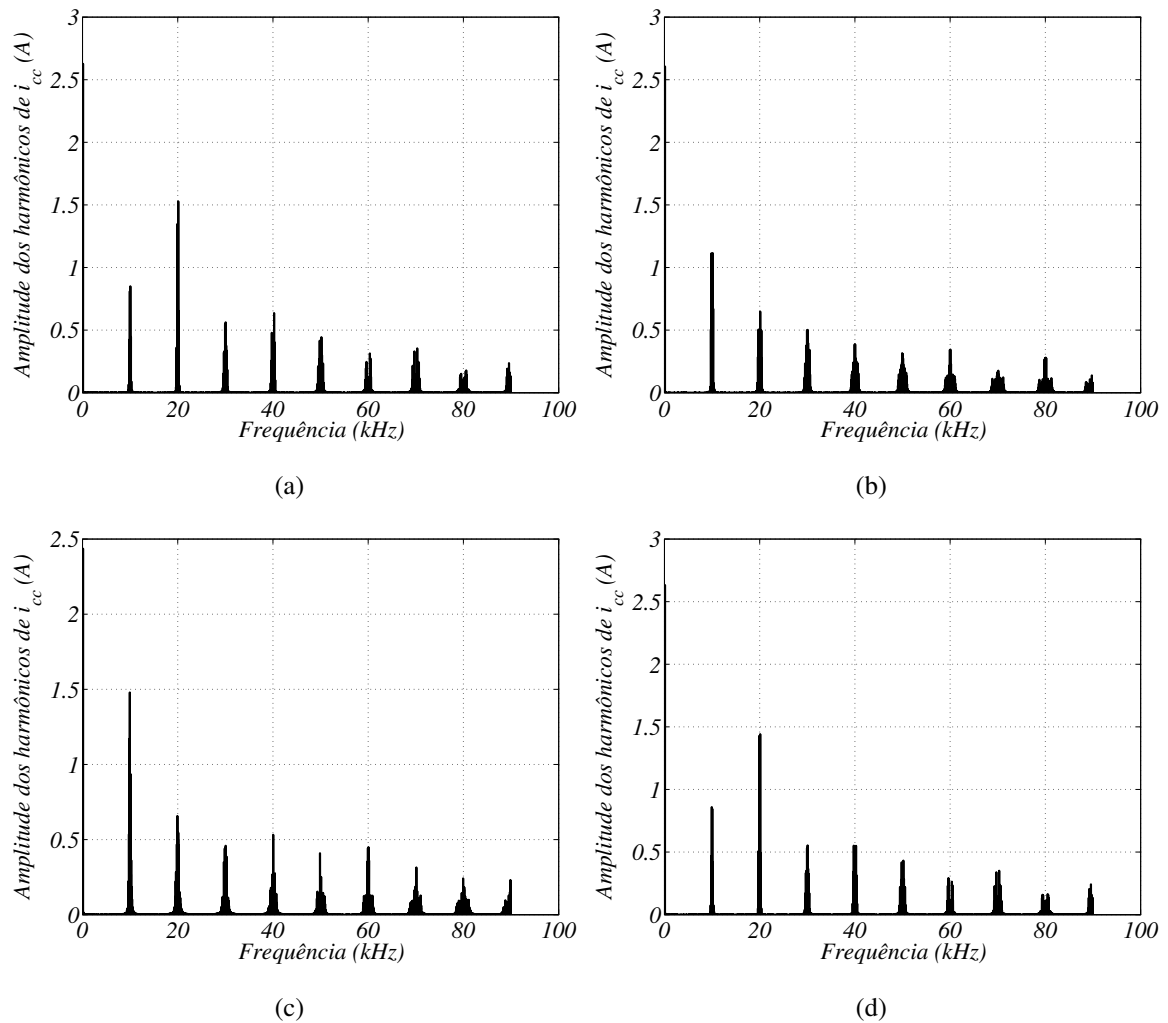


Figura 6.16: Espectro da corrente do barramento CC do conversor 3 da topologia série M334. (a) 1P - $\mu = 0,5$. (b) 2P - $\mu = 0$. (c) 6P - $\mu = 0$. (d) 3P - $\mu = 0,5$.

A Tabela 6.8 contém os valores das perdas das topologias série M334 e convencional M3.

Tabela 6.8: Valores normalizados das perdas de potência de alta frequência dos capacitores dos barramentos CC das topologias M3, e M334 com uma, duas, três e seis portadoras PWM .

	$P_{c,loss}^{hf}$
M3- $\mu = 0,5$	1,00
M334-1P- $\mu = 0,5$	1,12
M334-2P- $\mu = 0$	1,19
M334-3P- $\mu = 0,5$	1,07
M334-6P- $\mu = 0$	1,28

As perdas em cada módulo da topologia série são menores que as perdas na topologia convencional. A soma das perdas dos três módulos da topologia série M334 para os casos mostrados, é maior que o valor das perdas da topologia convencional. O melhor caso é obtido com três portadoras PWM .

6.2.6 Conversor Monofásico com Onze Braços e Três Barramentos CC (M344)

As relações para a tensão mínima do barramento CC da a topologia M344 são:

$$v_{c1}^* \geq \max |v_{1a0_1}^* - v_{1c0_1}^*| \quad (6.61)$$

$$v_{c1}^* \geq \max |v_{1a0_1}^* - v_{1b0_1}^*| \quad (6.62)$$

$$v_{c1}^* \geq \max |v_{1b0_1}^* - v_{1c0_1}^*| \quad (6.63)$$

$$v_{c2}^* \geq \max |v_{2a0_2}^* - v_{2b0_2}^*| \quad (6.64)$$

$$v_{c2}^* \geq \max |v_{2c0_2}^* - v_{2d0_2}^*| \quad (6.65)$$

$$v_{c3}^* \geq \max |v_{3a0_3}^* - v_{3b0_3}^*| \quad (6.66)$$

$$v_{c3}^* \geq \max |v_{3c0_3}^* - v_{3d0_3}^*|. \quad (6.67)$$

Com as tensões fornecidas pelos controladores mostradas nas equações (4.103)-(4.108), obtém-se a tensão mínima necessária no barramento CC do conversor 1:

$$v_{c1}^* \geq \max |v_{1ac}^*| \quad (6.68)$$

$$v_{c1}^* \geq \max |v_{1ac}^* - v_{1bc}^*| \quad (6.69)$$

$$v_{c1}^* \geq \max |v_{1bc}^*| \quad (6.70)$$

, a tensão mínima necessária no barramento CC do conversor 2:

$$v_{c2}^* \geq \max |v_{2ab}^*| \quad (6.71)$$

$$v_{c2}^* \geq \max |v_{2cd}^*| \quad (6.72)$$

e a tensão mínima necessária no barramento CC do conversor 3:

$$v_{c3}^* \geq \max |v_{3ab}^*| \quad (6.73)$$

$$v_{c3}^* \geq \max |v_{3cd}^*|. \quad (6.74)$$

As tensões de saída, v_{1bc}^* , v_{2cd}^* e v_{3cd}^* , são maiores que as tensões de entrada, v_{1ac}^* , v_{2ab}^* e v_{3ab}^* . Assim, as tensões mínimas exigidas nos barramentos CC dos conversores 1, 2 e 3 são definidas pelas equações (6.70), (6.72) e (6.74). É necessário que haja um sincronismo entre entrada e saída, já que o conversor 1 possui braço dividido.

A tensão mínima no barramento CC necessária para o funcionamento de cada módulo da topologia M344 corresponde a um terço do valor de tensão do barramento CC da topologia convencional M3.

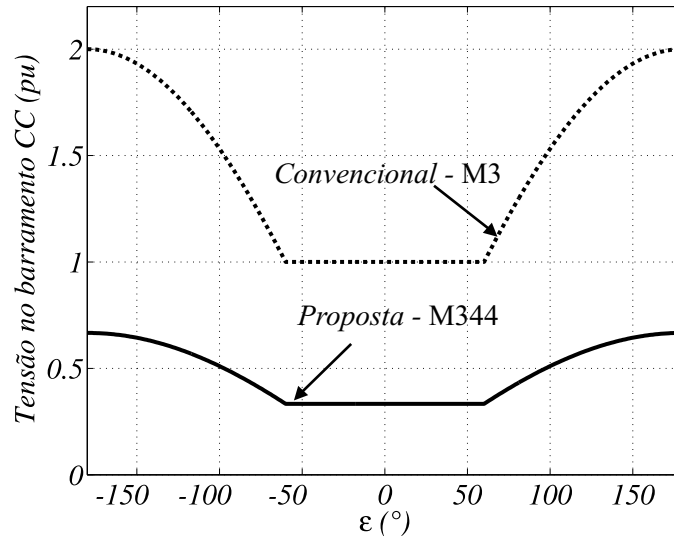


Figura 6.17: Tensão no barramento CC das topologias M3 e M344 em função da diferença entre o ângulo da tensão de entrada e o ângulo da tensão de saída.

Na Figura 6.17 pode ser observada a necessidade do sincronismo entre tensão de entrada e saída para que o circuito funcione necessitando do menor valor de tensão de barramento CC possível.

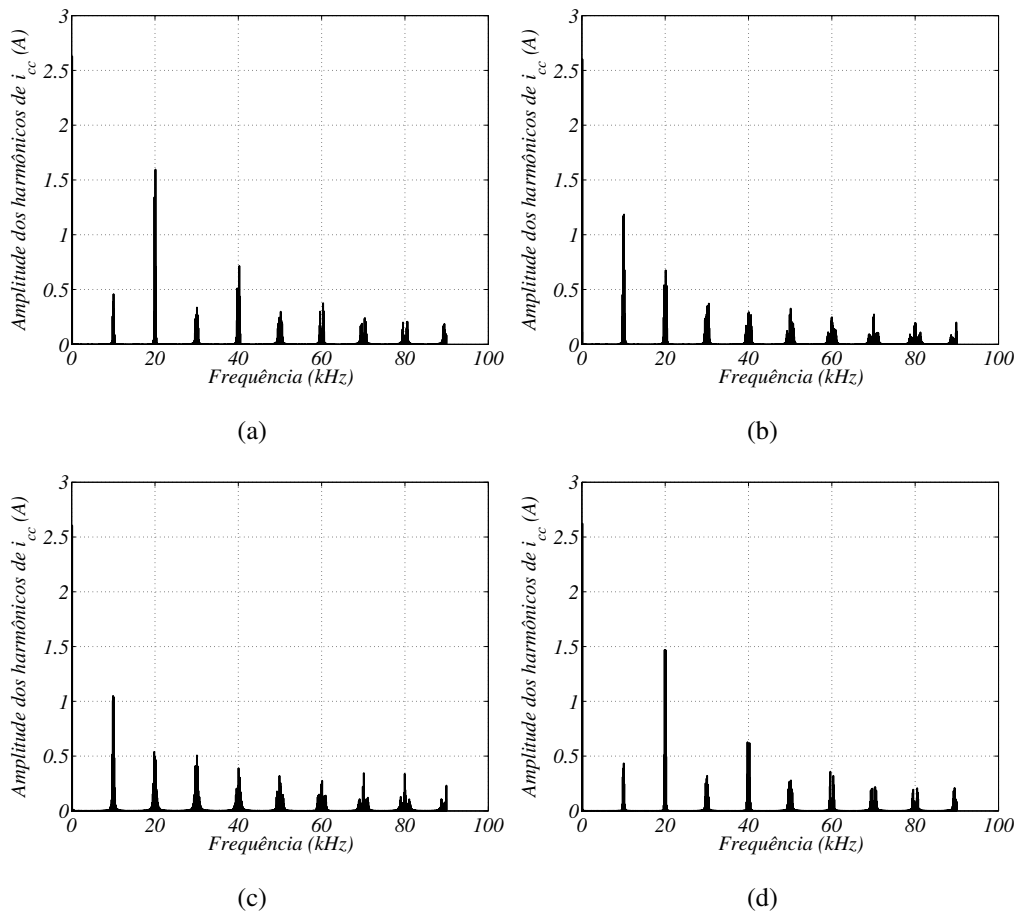


Figura 6.18: Espectro da corrente do barramento CC do conversor 1 da topologia série M344. (a) 1P - $\mu = 0,5$. (b) 2P - $\mu = 0$. (c) 6P - $\mu = 0$. (d) 3P - $\mu = 0,5$.

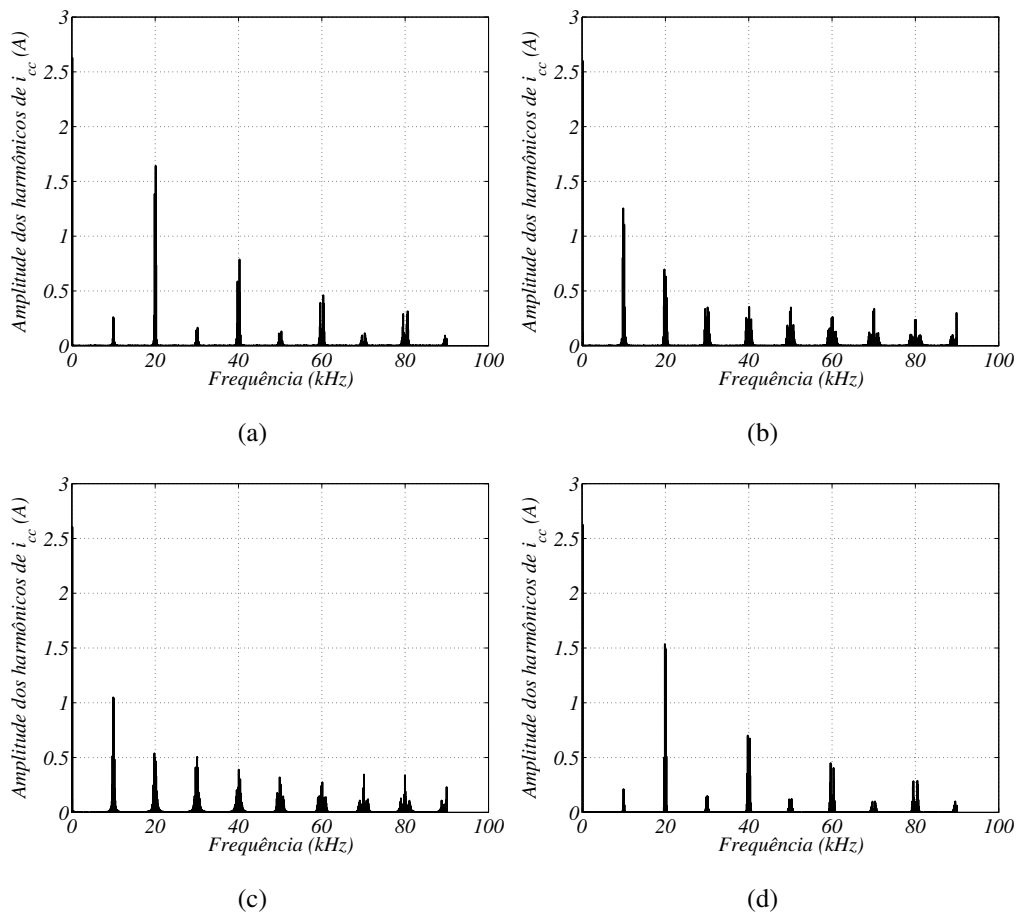


Figura 6.19: Espectro da corrente do barramento CC do conversor 2 da topologia série M344. (a) 1P - $\mu = 0,5$. (b) 2P - $\mu = 0$. (c) 6P - $\mu = 0$. (d) 3P - $\mu = 0,5$.

Nas Figuras 6.18 a 6.20 são ilustrados os espectros das harmônicas da corrente do capacitor da topologia M344. As curvas mostradas nessas figuras são: $I_{c,rms}$ dos barramentos CC dos módulos 1, 2 e 3 da topologia série M344 usando uma portadora PWM com $\mu = 0,5$; duas portadoras PWM com $\mu = 0$; três portadoras PWM com $\mu = 0,5$; e seis portadoras PWM com $\mu = 0$. Os resultados foram obtidos a partir de um programa de simulação utilizando parâmetros apresentados na Tabela A.10 para a topologia série M344.

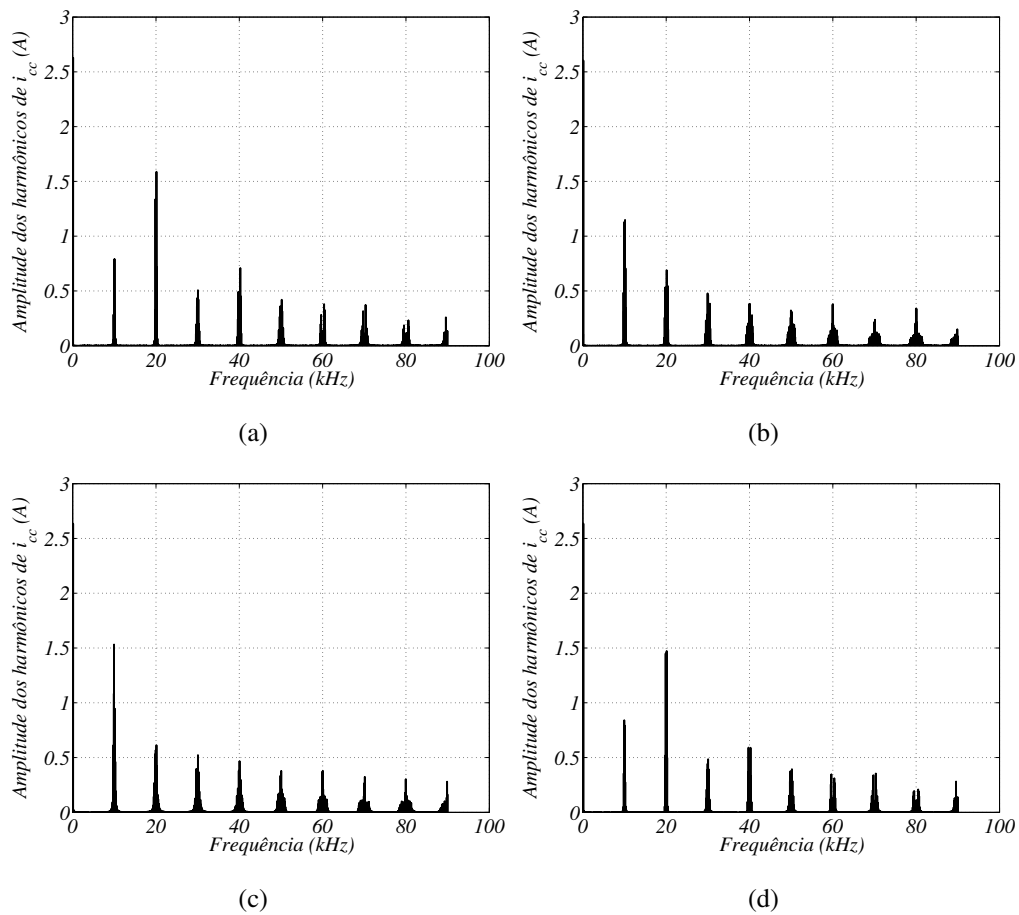


Figura 6.20: Espectro da corrente do barramento CC do conversor 3 da topologia série M344. (a) 1P - $\mu = 0,5$. (b) 2P - $\mu = 0$. (c) 6P - $\mu = 0$. (d) 3P - $\mu = 0,5$.

Na Tabela 6.9 estão mostrados os valores de $I_{c,rms1}^{hf}$, $I_{c,rms2}^{hf}$ e $I_{c,rms3}^{hf}$, dos conversores 1, 2 e 3 da topologia série M344, a partir dos espectros dos harmônicos das correntes dos capacitores dos barramentos CC mostrados nas Figuras 6.18 a 6.20. Adicionalmente, está mostrado o valor de $I_{c,rms}^{hf}$ do conversor convencional M3 [Figura 6.3(b)].

Tabela 6.9: Valores normalizados das correntes RMS dos capacitores dos barramentos CC das topologias M3 e M344 com uma, duas, três e seis portadoras PWM .

	$I_{c,rms1}^{hf}$	$I_{c,rms2}^{hf}$	$I_{c,rms3}^{hf}$
M3- $\mu = 0,5$	1,00	—	—
M344-1P- $\mu = 0,5$	1,03	1,01	1,13
M344-2P- $\mu = 0$	1,05	1,01	1,15
M344-3P- $\mu = 0,5$	1,00	0,96	1,09
M344-6P- $\mu = 0$	1,07	1,04	1,20

A Tabela 6.10 contém os valores das perdas das topologias série M344 e convencional M3.

Tabela 6.10: Valores normalizados das perdas de potência de alta frequência dos capacitores dos barramentos CC das topologias M3, e M344 com uma, duas, três e seis portadoras PWM.

	$P_{c,loss}^{hf}$
M3- $\mu = 0,5$	1,00
M344-1P- $\mu = 0,5$	1,12
M344-2P- $\mu = 0$	1,15
M344-3P- $\mu = 0,5$	1,04
M344-6P- $\mu = 0$	1,22

As perdas em cada módulo da topologia série são menores que as perdas na topologia convencional. A soma das perdas dos três módulos da topologia série M344 para os casos mostrados, é maior que o valor das perdas da topologia convencional. O melhor caso é obtido com três portadoras PWM.

6.3 Perdas nos Semicondutores

6.3.1 Introdução

Quantificar as perdas de potência nos semicondutores é um dos critérios escolhidos para avaliar o desempenho das topologias apresentadas.

Alguns trabalhos vêm propondo métodos para estimar as perdas por chaveamento e condução nas chaves de potência. Aqui é usada uma técnica apresentada em [19] que utiliza um programa de simulação com modelos de chaves ideais. Os modelos simplificados das perdas foram obtidos experimentalmente baseados nas medidas das perdas instantâneas nos dispositivos semicondutores. Um modelo de regressão é usado para ajustar os pontos discretos, a fim de determinar os modelos simplificados das perdas de condução e chaveamento em um transistor bipolar de porta isolada *IGBT* (do inglês, *Insulated Gate Bipolar Transistor*) e no diodo. Em [19], as perdas são definidas pelas equações:

$$P_{cd} = a(T_j)^b i_{cl} + c(T_j)^d (i_{cl})^2 + c(T_j)^f (i_{cl})^3 \quad (6.75)$$

$$P_{ch} = \frac{1}{\Delta t} [a(v_c)^b (T_j)^c + d(v_c)^e (T_j)^f i_{cl} + g(v_c)^h (T_j)^2 (i_{cl})^2] \quad (6.76)$$

onde T_j é a temperatura de junção, a , b , c , d , e , f , g , h e i são parâmetros do modelo e i_{cl} é a corrente instantânea de coletor.

Nesse modelo proposto, foi utilizada no experimento uma chave *IGBT* com módulo dual *CM50DY-24H* produzido pela *POWEREX* com drive *SKHI-10* produzido pela *SEMIKRON*.

As perdas por condução são função dos valores de correntes que atravessam as chaves do conversor, mas não são função das tensões aplicadas sobre as chaves [equação (6.75)]. As perdas por chaveamento são função tanto da corrente quanto da tensão aplicadas sobre as chaves [equação (6.76)]. Como os conversores série, dividem a tensão do barramento CC total, observa-se que com o aumento das chaves, as perdas por condução aumentam, já que as correntes (de entrada e saída

dos conversores) permanecem da mesma ordem que as correntes das topologias convencionais. Resta observar o que ocorre com as perdas por chaveamento, já que as tensões dos barramentos CC que são impostas às chaves de potência são duas ou três vezes menores em relação a tensão das topologias convencionais.

6.3.2 Análise das Perdas nos Semicondutores

Para cada topologia são mostradas as perdas de condução e chaveamento quando $\mu = 0$ e $\mu = 0,5$. A utilização de mais de uma portadora PWM não afetou significativamente os resultados, portanto nesta seção serão mostrados apenas os resultados obtidos para uma portadora PWM .

Nas tabelas 6.11 e 6.12 são mostrados os resultados das perdas de condução (P_{cd}) e chaveamento (P_{ch}) obtidos das topologias convencionais, M3 e M4, respectivamente.

Tabela 6.11: Perdas por condução, chaveamento e totais da topologia convencional M3 para $\mu = 0$ e $\mu = 0,5$ com carga de $2kVA$

	$\mu = 0$	$\mu = 0,5$
P_{cd}	20,82	20,92
P_{ch}	64,10	90,58
<i>Totais</i>	84,92	111,50

Os parâmetros de simulação usados para as topologias M3 e M4, são mostrados na Tabela A.2.

Tabela 6.12: Perdas de condução, chaveamento e totais da topologia convencional M4 para $\mu = 0$ e $\mu = 0,5$ com carga de $2kVA$

	$\mu = 0$	$\mu = 0,5$
P_{cd}	33,50	33,48
P_{ch}	67,12	134,20
<i>Totais</i>	100,62	167,68

Na Tabela 6.13 são mostrados os resultados das perdas de condução e chaveamento obtidos da topologia M33. Os parâmetros de simulação usados para essa topologia são mostrados na Tabela A.4.

Tabela 6.13: Perdas de condução, chaveamento e totais da topologia série M33 para $\mu = 0$ e $\mu = 0,5$ com carga de $2kVA$

	$\mu = 0$	$\mu = 0,5$
P_{cd}	41,59	41,66
P_{ch}	61,75	82,64
<i>Totais</i>	103,34	124,30

Enquanto as perdas por condução aumentaram em relação à topologia M3, as perdas por chaveamento diminuíram.

Na Tabela 6.14 são mostrados os resultados das perdas de condução e chaveamento obtidos da topologia M34. Os parâmetros de simulação usados para essa topologia são mostrados na Tabela A.6.

Tabela 6.14: Perdas de condução, chaveamento e totais da topologia série M34 para $\mu = 0$ e $\mu = 0,5$ com carga de $2kVA$

	$\mu = 0$	$\mu = 0,5$
P_{cd}	54,60	54,48
P_{ch}	81,70	108,17
<i>Totais</i>	136,34	162,65

Como a topologia M34 possui dois conversores sendo, um M3 e o outro M4, conectados em série, a comparação se estabelece com os conversores convencionais M3 e M4. As perdas por chaveamento são menores que as perdas na topologia M4 com $\mu = 0,5$.

Na Tabela 6.15 são mostrados os resultados das perdas de condução e chaveamento obtidos da topologia M44. Os parâmetros de simulação usados para essa topologia são mostrados na Tabela A.6.

Tabela 6.15: Perdas de condução, chaveamento e totais da topologia série M44 para $\mu = 0$ e $\mu = 0,5$ com carga de $2kVA$

	$\mu = 0$	$\mu = 0,5$
P_{cd}	67,50	67,65
P_{ch}	87,20	129,95
<i>Totais</i>	154,70	197,60

As perdas por chaveamento diminuiram mesmo com o aumento do número de braços.

Na Tabela 6.16 são mostrados os resultados das perdas de condução e chaveamento obtidos para a topologia M334. Os parâmetros de simulação usados para essa topologia são mostrados na Tabela A.8.

Tabela 6.16: Perdas de condução, chaveamento e totais da topologia série M334 para $\mu = 0$ e $\mu = 0,5$ com carga de $2kVA$

	$\mu = 0$	$\mu = 0,5$
P_{cd}	74,70	74,90
P_{ch}	72,34	97,85
<i>Totais</i>	147,04	172,75

A topologia M334 possui três conversores, sendo dois M3 e um M4, conectados em série. Desse modo, a comparação é feita com os convencionais M3 e M4. As perdas por chaveamento são menores que as perdas na topologia M4 com $\mu = 0,5$.

Na Tabela 6.17 são mostrados os resultados das perdas de condução e chaveamento obtidos da topologia M344. Os parâmetros de simulação usados para essa topologia são mostrados na Tabela A.10.

Tabela 6.17: Perdas de condução, chaveamento e totais da topologia série M344 para $\mu = 0$ e $\mu = 0,5$ com carga de $2kVA$

	$\mu = 0$	$\mu = 0,5$
P_{cd}	88,85	89,55
P_{ch}	87,20	114,55
<i>Totais</i>	176,05	204,10

A topologia M344 possui três conversores, sendo um M3 e dois M4, conectados em série, desse modo, a comparação é feita com os convencionais M3 e M4. As perdas por chaveamento são menores que as perdas na topologia M4 com $\mu = 0,5$.

De uma forma geral, ao aumentar o número de componentes, as perdas por condução aumentaram à uma proporção esperada em relação ao aumento do número de braços nos conversores. Já as perdas por chaveamento diminuíram na maioria dos casos, ficando mais claro perceber nos conversores M33 e M44.

É interessante saber o que ocorre com as perdas totais nos conversores. Ao analisar as perdas totais por cada braço, obtém-se uma idéia da potência de perdas que cada chave estará submetida. Na Tabela 6.18 é feita a comparação entre as perdas totais por braço das estruturas série e convencionais.

Tabela 6.18: Perdas totais por braço das topologias série e convencionais para $\mu = 0$ e $\mu = 0,5$ com carga de $2kVA$

	$\mu = 0$	$\mu = 0,5$
<i>M3</i>	28,31	37,17
<i>M4</i>	25,16	41,92
<i>M33</i>	17,22	20,72
<i>M34</i>	19,48	23,24
<i>M44</i>	19,34	24,70
<i>M334</i>	14,70	17,28
<i>M344</i>	16,00	18,55

6.3.3 Conclusão

Neste capítulo as topologias série foram comparadas segundo alguns critérios, foram eles: tensão e perdas no barramento *CC*; e perdas nos dispositivos semicondutores.

Uma das características mais fortes dos conversores estáticos conectados em série é a divisão da tensão que seria necessária em apenas um barramento *CC*, pelo número de conversores conectados em série. As estruturas com dois barramentos *CC* (*M33*, *M34* e *M44*) têm seu valor mínimo da tensão do barramento *CC* de cada um dos dois módulos, igual à metade do valor de tensão exigidos nas topologias convencionais. As estruturas com três barramentos *CC* (*M334* e *M344*) têm o valor mínimo da tensão do barramento *CC* de cada um dos três módulos, igual a um terço dos valores de tensão exigidos nas topologias convencionais.

Algumas das estruturas apresentadas, têm seus valores de corrente *RMS* de alta frequência menores que os valores obtidos das topologias convencionais, dependendo de como se define o número de portadoras *PWM* e o fator de distribuição μ . Aumentar a capacitância pode ser uma solução eficaz para diminuir as perdas de potência de alta frequência, mas adquirir capacitores maiores pode não ser uma solução viável do ponto de vista econômico.

Foi feita uma quantificação das perdas por condução e por chaveamento nos semicondutores, comparando as estruturas série monofásicas com as convencionais. À medida que o número de braços das configurações série aumentam, o valor das perdas por condução aumentam quase de maneira proporcional. Isso ocorre pois o número de braços das topologias série é maior quando comparado com das convencionais e não há divisão da corrente, ou seja, os mesmos níveis de corrente das topologias convencionais passam por um número maior de braços nas topologias série. A amplitude da tensão nas chaves não influencia nas perdas por condução. As perdas de chaveamento tiveram seus valores diminuídos em alguns casos, de tal maneira que, mesmo com um número maior de braços, a topologia série apresentou um valor menor de perdas por chaveamento. Ao observar a tabela 6.18, que mostra os valores de perdas totais por chave semicondutora, nota-se que as topologias série apresentam valores menores em todos os casos.

Capítulo 7

Conversores CA-CC-CA Monofásicos - Resultados de Simulações e Experimentais

7.1 Introdução

Neste capítulo são apresentados os resultados de simulação dinâmica das topologias monofásicas série (M33, M34, M44, M334 e M344) obtidos com o programa de simulação PSIM. As tabelas contendo os parâmetros utilizados na simulação estão mostradas no Apêndice A. As variáveis controladas e os objetivos esperados no controle de cada uma das estruturas serão observados. Foram obtidos alguns resultados experimentais das topologias série monofásicas como complemento e validação dos estudos realizados nessas estruturas.

7.2 Resultados de Simulação

A apresentação dos resultados de simulação das estruturas monofásicas dos conversores série aqui propostos, é feita a fim de ilustrar o comportamento ao longo do tempo das variáveis que são controladas. Em todos os resultados foi dado um transitório de carga após alguns ciclos em regime permanente, a fim de mostrar a eficiência do controle e a convergência do sistema para um novo ponto de operação. Na Tabela 7.1 estão os valores da carga anterior e posterior ao transitório.

Tabela 7.1: Valores da carga anterior e posterior ao transitório.

	Anterior	Posterior
Potência S	1,67kVA	2,00kVA
Fator de potência ϕ	0,8	0,8

7.2.1 Conversor Monofásico com Seis Braços e Dois Barramentos CC (M33)

O comportamento dinâmico do conversor M33 apresentado na Figura 3.1, foi estudado através de um programa de simulação dinâmica. Os resultados foram obtidos para o sistema equilibrado e com parâmetros definidos na Tabela A.4.

Os resultados de simulação se encontram nas Figuras 7.1(a) - 7.1(e). As curvas mostradas são: tensão (e_g) e corrente (i_g) da rede monofásica; corrente da rede monofásica (i_g) com relação à referência (i_g^*); tensões nos barramentos CC (v_{c1} e v_{c2}) e a referência; e tensão da carga monofásica (e_l) com relação à referência (e_l^*).

Na Figura 7.1(a), tem-se a corrente de entrada monofásica controlada com amplitude definida pelo controle da soma dos barramentos CC dos dois conversores.

A referência da corrente da rede foi definida para que o fator de potência da entrada da rede tenha valor próximo da unidade. Na Figura 7.1(b), observa-se a corrente de entrada, i_g , em fase com a tensão de entrada, e_g . Para uma melhor visualização a corrente i_g foi ampliada em dez vezes.

Dos dois barramentos CC do sistema, apenas um foi controlado diretamente. Adicionalmente, foi feito um controle do barramento CC total, ou seja, da soma das tensões dos dois barramentos CC. Nas Figuras 7.1(c) e 7.1(d) é mostrada a convergência das tensões dos barramentos CC para o valor de referência.

Por último, na Figura 7.1(e), tem-se o controle da tensão da carga monofásica com amplitude e frequência constantes. O controle da tensão minimizou o efeito do transitório de carga, de modo que este não ficou visível com o fundo de escala no qual a figura está apresentada.

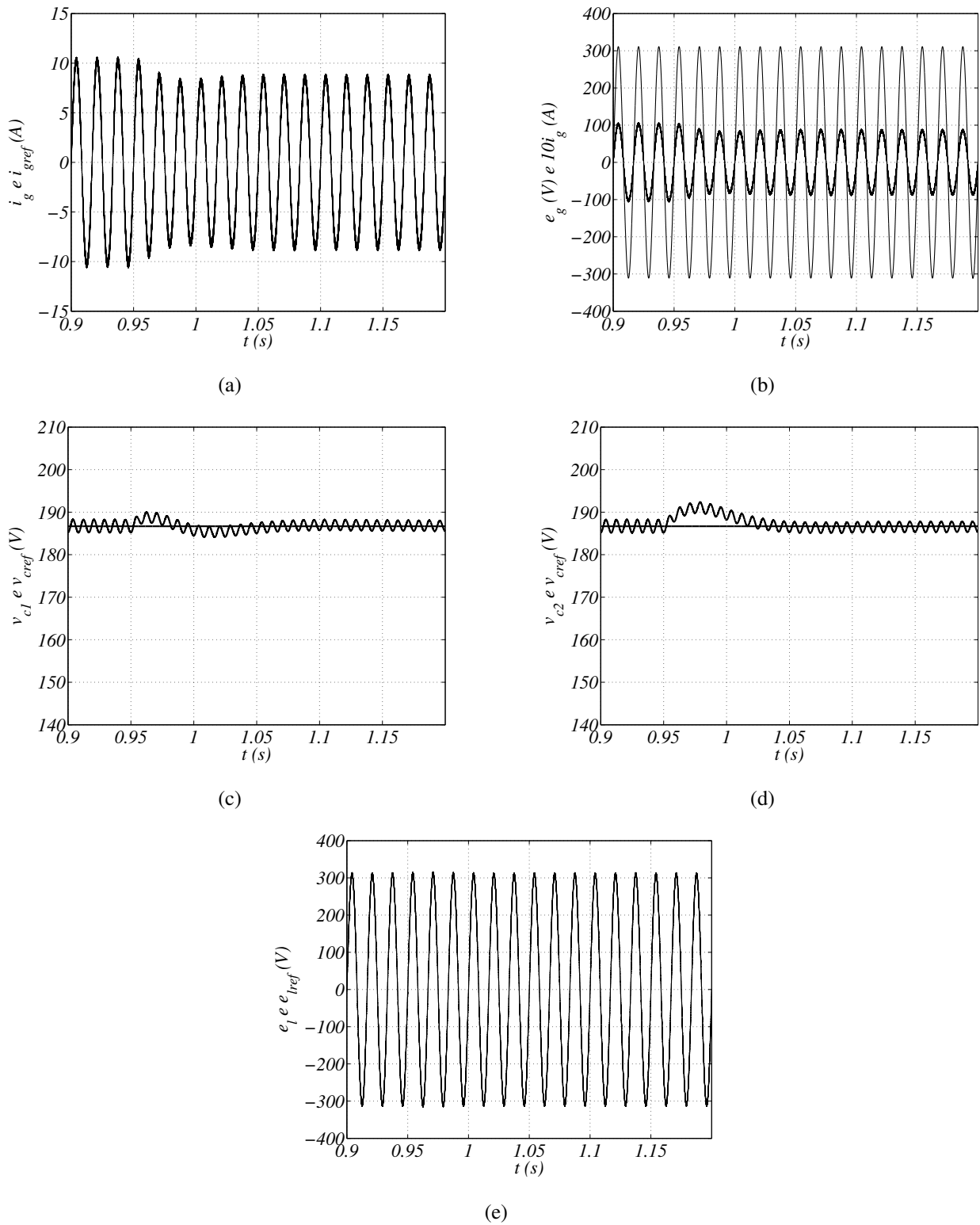


Figura 7.1: Resultados de simulação com transitório de carga da topologia série M33 (a) Corrente da rede monofásica. (b) Corrente da rede em fase com a tensão da rede. (c) Controle da tensão do barramento CC do conversor 1. (d) Controle da tensão do barramento CC do conversor 2. (e) Tensão na carga, e_l .

7.2.2 Conversor Monofásico com Sete Braços e Dois Barramentos CC (M34)

O comportamento dinâmico do conversor M34 apresentado na Figura 3.5, foi estudado através de um programa de simulação dinâmica. Os resultados foram obtidos para o sistema equilibrado e com parâmetros definidos na Tabela A.6.

Os resultados de simulação se encontram nas Figuras 7.2(a) - 7.2(f). As curvas mostradas são: tensão (e_g) e corrente (i_g) da rede monofásica; corrente da rede monofásica (i_g) com relação à referência (i_g^*); corrente de circulação (i_o); tensões nos barramentos CC (v_{c1} e v_{c2}) e a referência ($v_c^* = v_{c1}^* = v_{c2}^*$); e tensão da carga monofásica (e_l) com relação à referência (e_l^*).

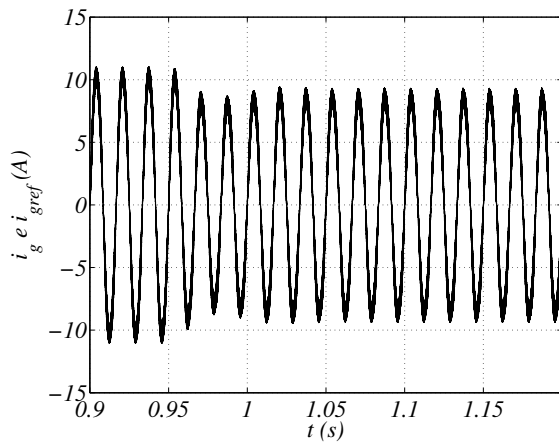
Na Figura 7.2(a), tem-se o controle da corrente de entrada monofásica do circuito com amplitude definida pelo controle da soma dos barramentos CC dos dois módulos da topologia M34.

A referência da corrente da rede foi definida de modo que o fator de potência de entrada tenha valor próximo da unidade. Na Figura 7.2(b), observa-se a corrente de entrada, i_g , em comparação com a tensão de entrada, e_g .

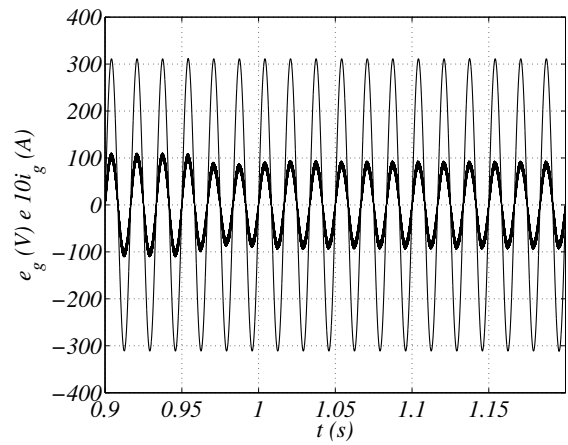
Na Figura 7.2(c), observa-se o controle da corrente de circulação do circuito. O resultado mostra componentes de alta frequência da corrente de circulação, esses ruídos não são compensados pelo controlador, já que este está sintonizado na frequência da rede elétrica.

Dos dois barramentos CC do sistema, apenas um foi controlado diretamente, adicionalmente foi feito um controle do barramento CC total. Nas Figuras 7.2(d) e 7.2(e) é mostrada a convergência das tensões dos barramentos CC para o valor de referência.

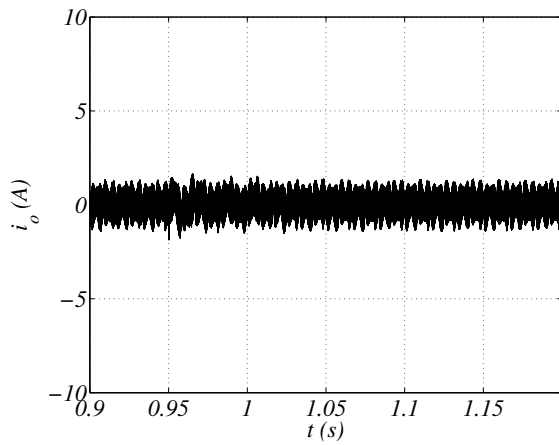
Finalmente, na Figura 7.2(f), pode ser observado o controle da tensão da carga monofásica com amplitude e frequência constantes.



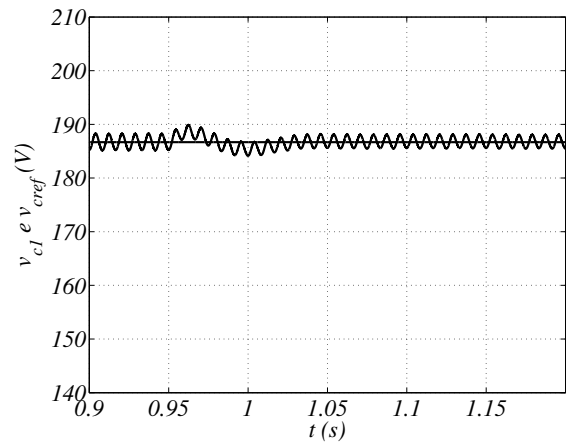
(a)



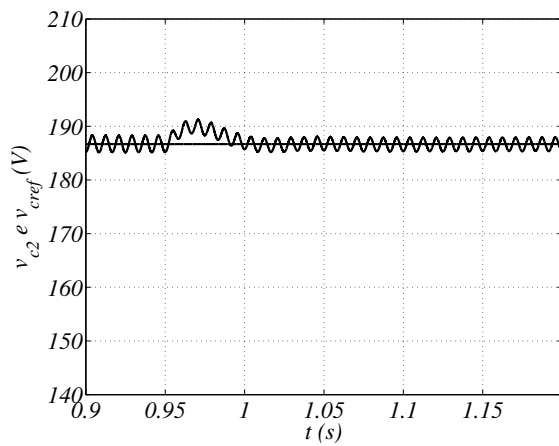
(b)



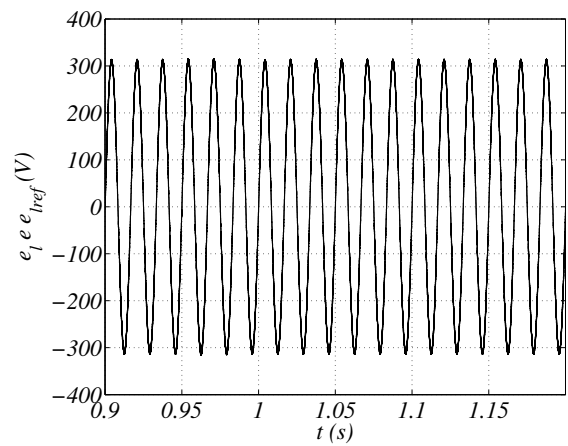
(c)



(d)



(e)



(f)

Figura 7.2: Resultados de simulação com transitório de carga da topologia série M34 (a) Corrente da rede monofásica. (b) Corrente da rede em fase com a tensão da rede. (c) Corrente de circulação i_o . (d) Controle da tensão do barramento CC do conversor 1. (e) Controle da tensão do barramento CC do conversor 2. (f) Tensão na carga, e_l .

7.2.3 Conversor Monofásico com Oito Braços e Dois Barramentos CC (M44)

O comportamento dinâmico do conversor M44 apresentado na Figura 3.9, foi estudado através de um programa de simulação dinâmica. Os resultados foram obtidos para o sistema equilibrado e com parâmetros definidos na Tabela A.6.

Os resultados de simulação se encontram nas Figuras 7.3(a) - 7.4(d). As curvas mostradas são: tensão (e_g) e corrente (i_g) da rede monofásica; corrente da rede monofásica (i_g) com relação à referência (i_g^*); corrente de circulação (i_o); tensões nos barramentos CC (v_{c1} e v_{c2}) e a referência ($v_c^* = v_{c1}^* = v_{c2}^*$); e tensão da carga monofásica (e_l) com relação à referência (e_l^*).

Na Figura 7.3(a), tem-se o controle da corrente de entrada monofásica do circuito.

A referência da corrente da rede foi definida de modo que o fator de potência de entrada tenha valor próximo da unidade. Na Figura 7.3(b), observa-se a corrente de entrada, i_g , em comparação com a tensão de entrada, e_g .

Na Figura 7.4(a), tem-se o controle da corrente de circulação do circuito.

Dos dois barramentos CC do sistema, apenas um foi controlado diretamente. Adicionalmente, foi feito um controle do barramento CC total. Nas Figuras 7.4(b) e 7.4(c) é mostrada a convergência das tensões dos barramentos CC para o valor de referência.

Na Figura 7.4(d), pode ser visto o controle da tensão da carga monofásica com amplitude e frequência constantes.

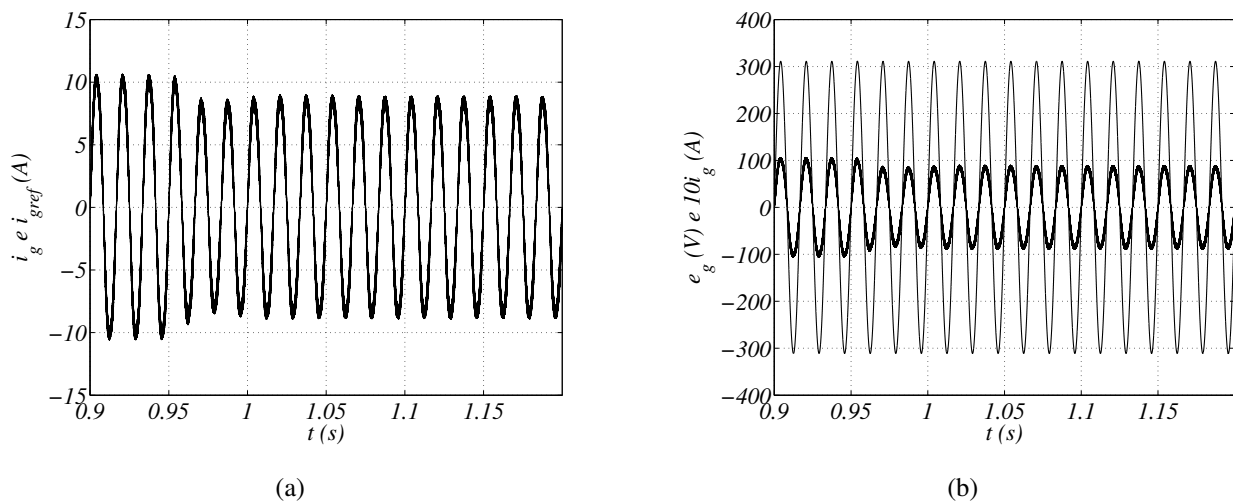


Figura 7.3: Resultados de simulação com transitório de carga da topologia série M44 (a) Corrente da rede monofásica. (b) Corrente da rede em fase com a tensão da rede.

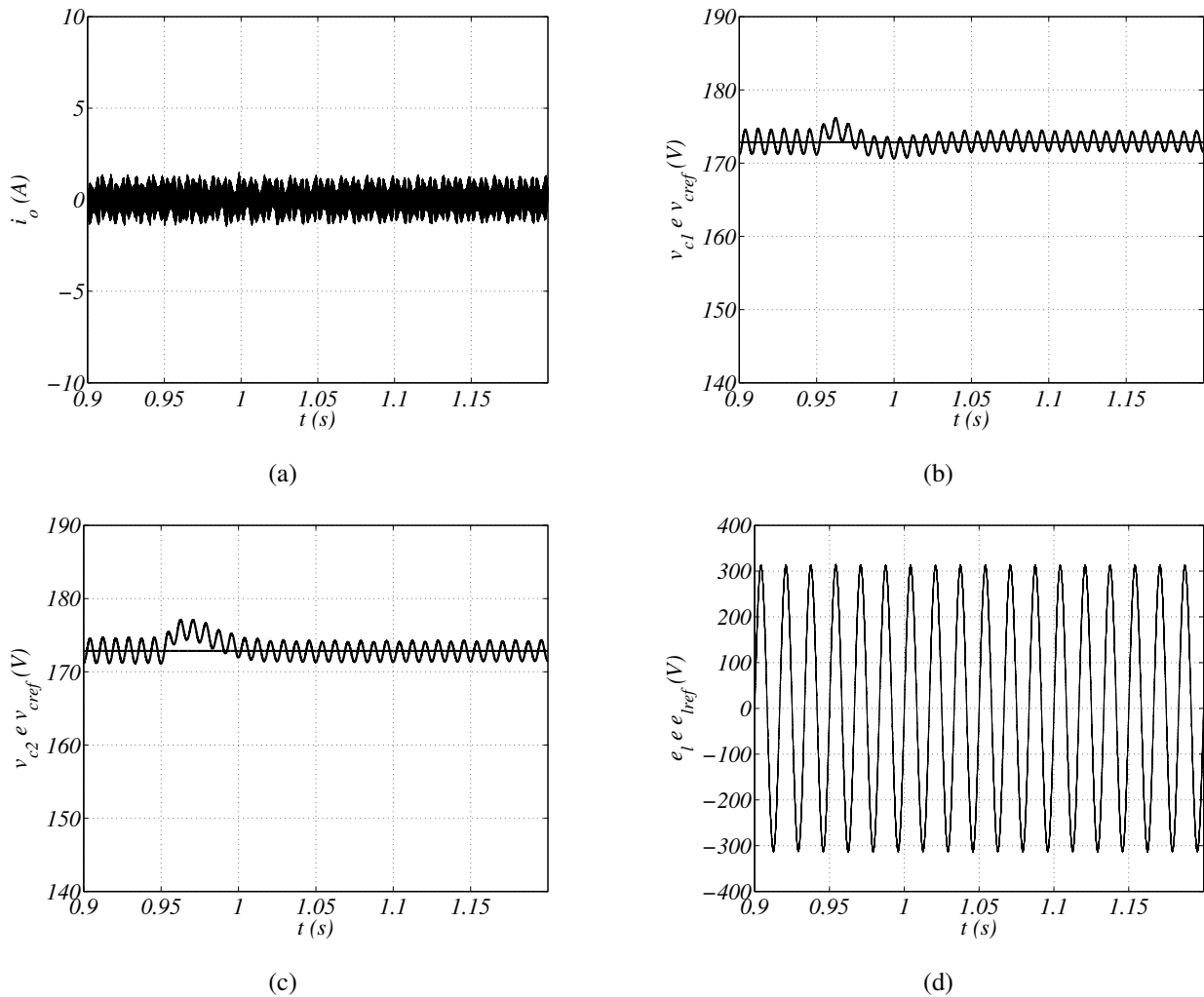


Figura 7.4: Resultados de simulação com transitório de carga da topologia série M44 (a) Corrente de circulação i_o . (b) Controle da tensão do barramento CC do conversor 1. (c) Controle da tensão do barramento CC do conversor 2. (d) Tensão na carga, e_l .

7.2.4 Conversor Monofásico com Dez Braços e Três Barramentos CC (M334)

O comportamento dinâmico do conversor M334 apresentado na Figura 4.1, foi estudado através de um programa de simulação dinâmica. Os resultados foram obtidos para o sistema equilibrado e com parâmetros definidos na Tabela A.8.

Os resultados de simulação se encontram nas Figuras 7.5(a) - 7.6(c). As curvas mostradas são: tensão (e_g) e corrente (i_g) da rede monofásica, corrente da rede monofásica (i_g) com relação à referência (i_g^*), corrente de circulação (i_o) controlada para um valor nulo, tensão da carga monofásica (e_l) com relação à referência (e_l^*), tensões nos barramentos CC (v_{c1} , v_{c2} e v_{c3}) e referências ($v_c = v_{c1}^* = v_{c2}^* = v_{c3}^*$).

Na Figura 7.5(a), é observado o controle da corrente de entrada monofásica.

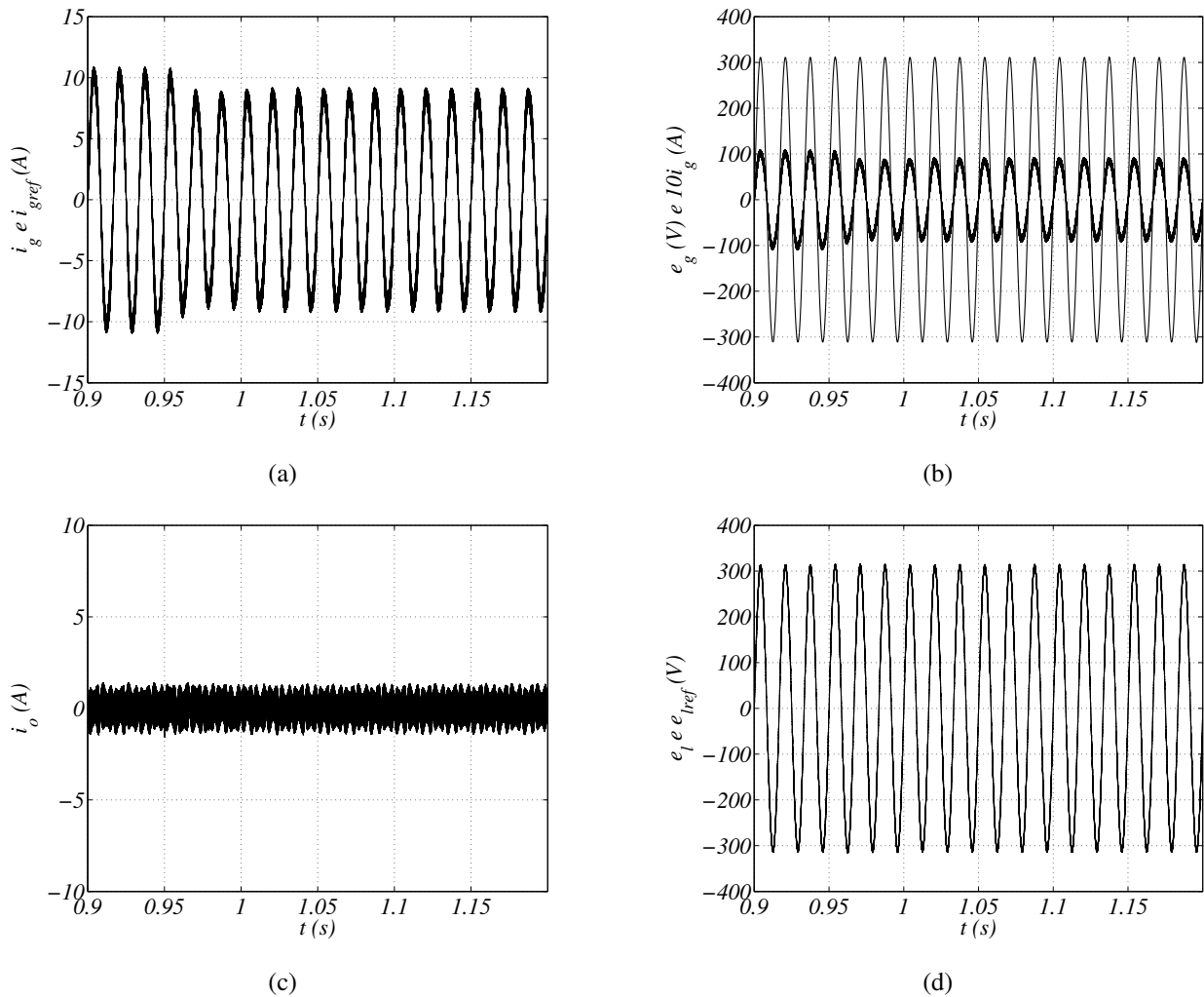


Figura 7.5: Resultados de simulação com transitório de carga da topologia série M334 (a) Corrente da rede monofásica. (b) Corrente da rede em fase com a tensão da rede. (c) Corrente de circulação i_o . (d) Tensão na carga.

A referência da corrente da rede foi definida de modo que o fator de potência de entrada possuísse valor próximo da unidade. Na Figura 7.5(b), observa-se a corrente de entrada, i_g , em comparação com a tensão de entrada, e_g .

Na Figura 7.5(c), o controle da corrente de circulação é mostrado.

Na Figura 7.5(d), o controle da tensão da carga monofásica com amplitude e frequência constante é apresentado.

Dos três barramentos CC do sistema, dois foram controlados diretamente. Adicionalmente, foi feito um controle do barramento CC total, ou seja, da soma das tensões dos três barramentos CC. Nas Figuras 7.6(a), 7.6(b) e 7.6(c) é mostrada a convergência dos valores das tensões para o valor de referência.

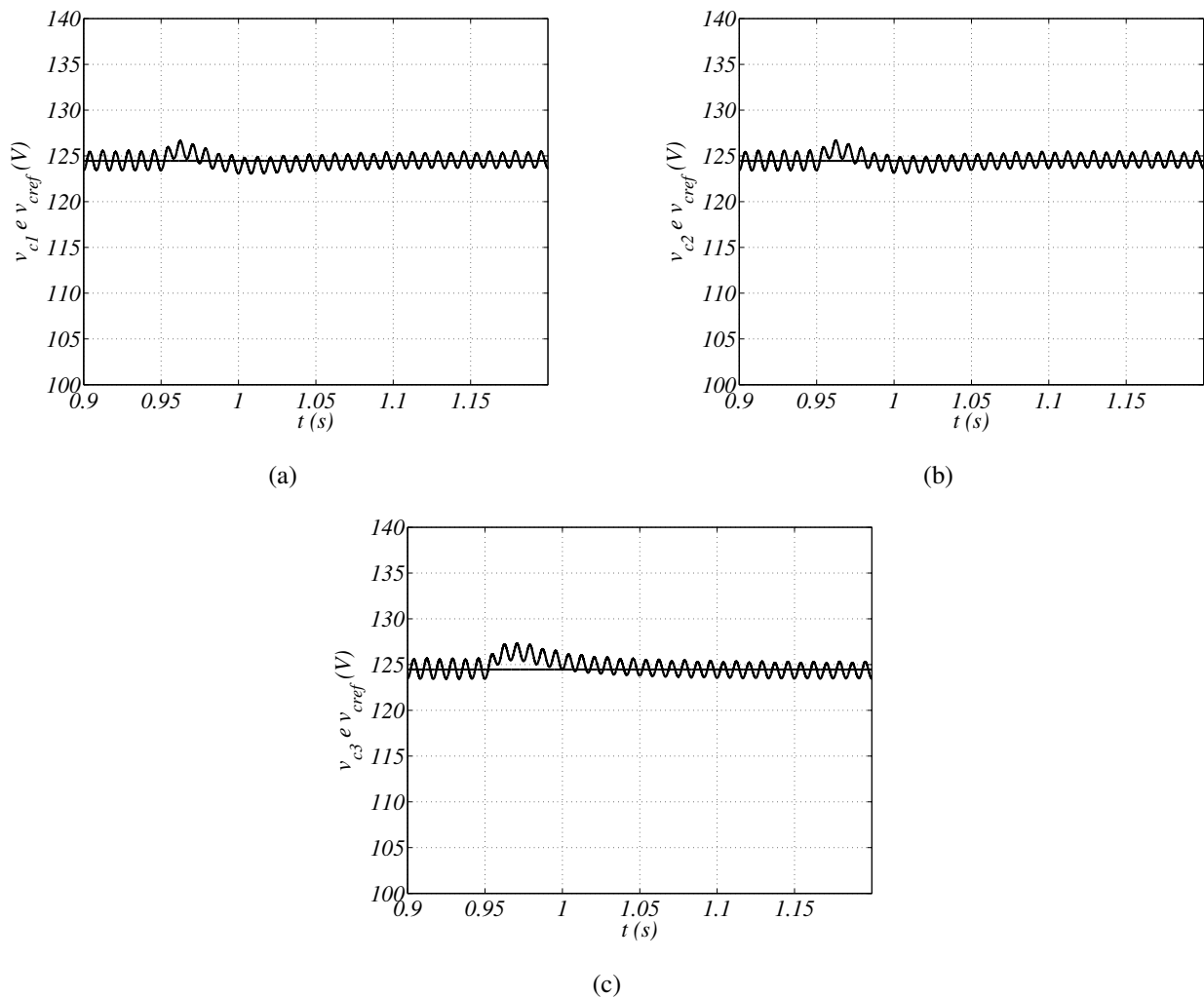


Figura 7.6: Resultados de simulação com transitório de carga da topologia série M334 (a) Controle da tensão do barramento CC do conversor 1. (b) Controle da tensão do barramento CC do conversor 2. (c) Controle da tensão do barramento CC do conversor 3.

7.2.5 Conversor Monofásico com Onze Braços e Três Barramentos CC (M344)

O comportamento dinâmico do conversor M344 apresentado na Figura 4.6, foi estudado através de um programa de simulação dinâmica. Os resultados foram obtidos para o sistema equilibrado e com parâmetros definidos na Tabela A.10.

Os resultados de simulação se encontram nas Figuras 7.7(a) - 7.8(c). As curvas mostradas são: tensão (e_g) e corrente (i_g) da rede monofásica, corrente da rede monofásica (i_g) com relação à referência (i_g^*), correntes de circulação (i_{o1}) e (i_{o2}) controladas para um valor nulo, tensões nos barramentos CC (v_{c1} , v_{c2} e v_{c3}) e referências ($v_c = v_{c1}^* = v_{c2}^* = v_{c3}^*$) e a tensão da carga monofásica (e_l) com relação à referência (e_l^*).

Na Figura 7.7(a), tem-se o controle da corrente de entrada monofásica.

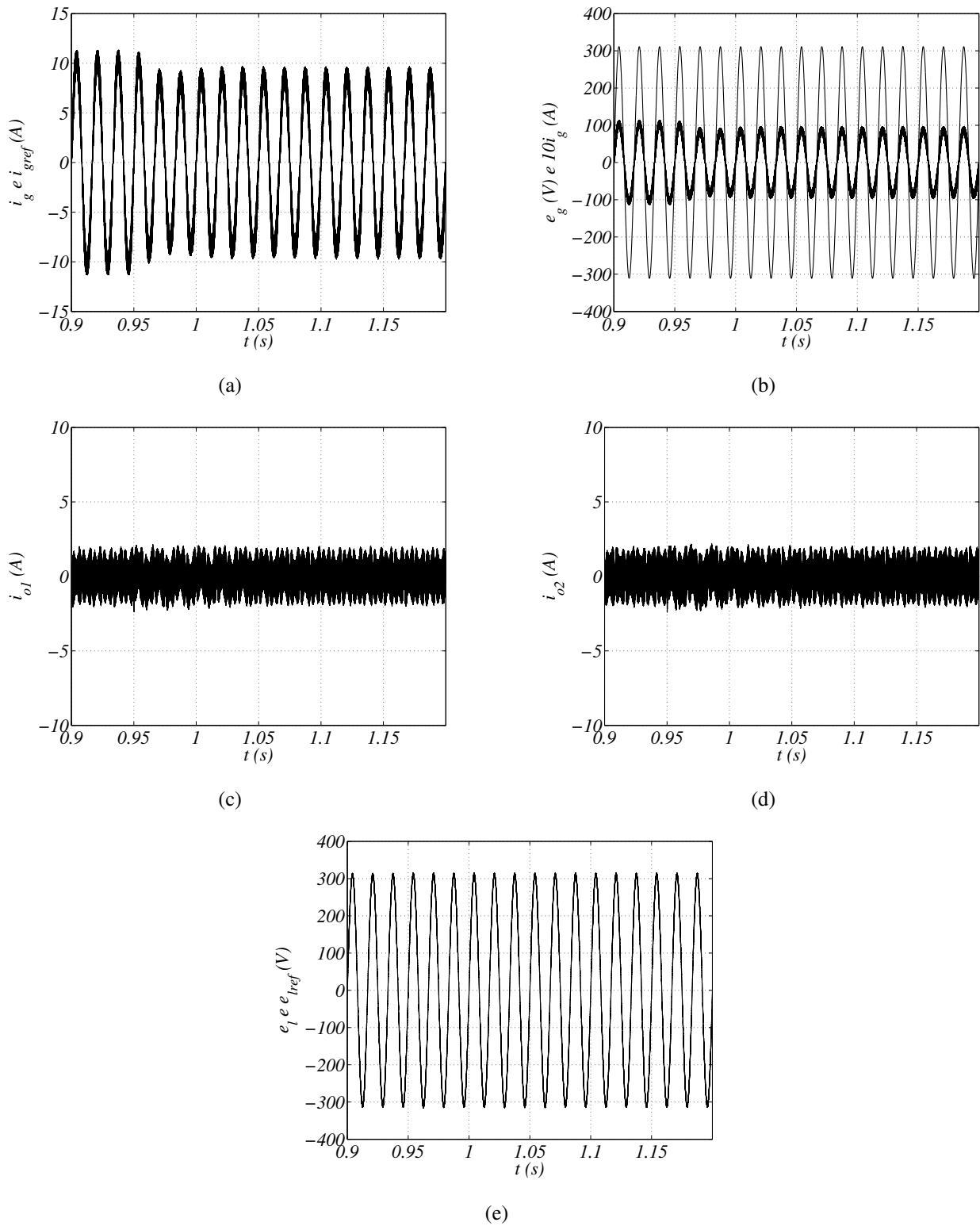


Figura 7.7: Resultados de simulação com transitório de carga da topologia série M344 (a) Corrente da rede monofásica. (b) Corrente da rede em fase com a tensão da rede. (c) Corrente de circulação i_{o1} . (d) Corrente de circulação i_{o2} . (e) Tensão na carga.

A referência da corrente da rede foi definida de modo que o fator de potência de entrada possuísse valor próximo da unidade. Na Figura 7.7(b), observa-se a corrente de entrada, i_g , em comparação com a tensão de entrada, e_g . Para uma melhor visualização a corrente i_g foi ampliada em dez vezes.

Na Figura 7.7(c), o controle da corrente de circulação 1 do circuito está mostrado. Na Figura 7.7(d) está mostrado o controle da corrente de circulação 2 do circuito.

Na Figura 7.7(e), tem-se o controle da tensão da carga monofásica com amplitude constante.

Dos três barramentos CC do sistema, dois foram controlados diretamente. Adicionalmente, foi feito um controle do barramento CC total. Nas Figuras 7.8(a), 7.8(b) e 7.8(c) é mostrada a convergência dos valores das tensões dos barramentos CC para o valor de referência.

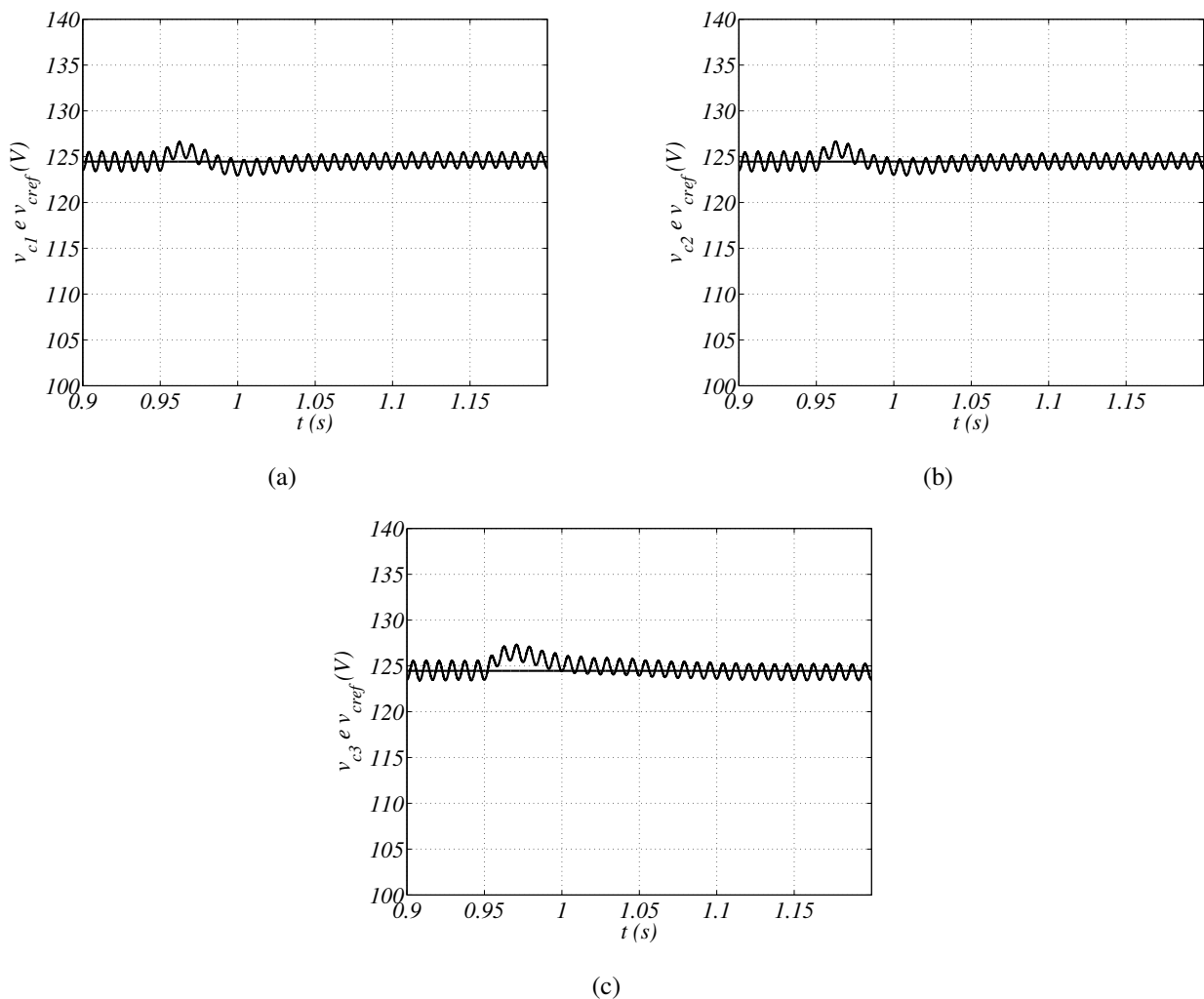


Figura 7.8: Resultados de simulação com transitório de carga da topologia série M344 (a) Controle da tensão do barramento CC do conversor 1. (b) Controle da tensão do barramento CC do conversor 2. (c) Controle da tensão do barramento CC do conversor 3.

7.3 Resultados Experimentais

A obtenção dos resultados experimentais das estruturas monofásicas dos conversores série aqui apresentados, é feita com o objetivo de validar o seu funcionamento, bem como das estratégias de controle propostas. Os resultados experimentais do comportamento dinâmico e em regime permanente das topologias foram obtidos em uma plataforma de desenvolvimento com um microcomputador provido de sensores e placa de aquisição de dados. A frequência de chaveamento usada para a obtenção dos resultados foi de $10kHz$, capacitância de cada barramento CC de $2200\mu F$ e o período de amostragem de $100\mu s$.

7.3.1 Conversor Monofásico com Seis Braços e Dois Barramentos CC (M33)

Uma Portadora PWM

Na Figura 7.9 são mostrados os resultados obtidos para a topologia série M33, em regime permanente, para as curvas de tensão da rede monofásica, corrente da rede monofásica, tensão da carga monofásica e tensões dos barramentos CC dos conversores 1 e 2 utilizando uma portadora PWM com $\mu = 0,5$.

Na Figura 7.9(a), pode-se observar o controle do fator de potência da entrada do sistema. A fim de facilitar a visualização, a corrente da rede monofásica foi aumentada em dez vezes. Na Figura 7.9(b) está mostrada a tensão da carga controlada em um valor fixo. As tensões dos barramentos CC dos conversores 1 e 2 da topologia M33 estão ilustradas nas Figuras 7.9(c) e 7.9(d).

Na Figura 7.10 são mostrados os resultados obtidos para a topologia série M33 ao se aplicar um transitório de carga inserindo uma carga resistiva paralela à carga indutiva. Foram obtidos os resultados das curvas de tensão da rede monofásica, corrente da rede monofásica, tensão da carga monofásica e tensões dos barramentos CC dos conversores 1 e 2.

Adicionalmente, na Figura 7.11 está mostrado o efeito do fator k_1 que regula as tensões entre os conversores 1 e 2 da topologia M33. Observa-se que no instante em que o controle com o fator k_1 é ativado no sistema, as tensões v_{c1} e v_{c2} convergem para um mesmo valor.

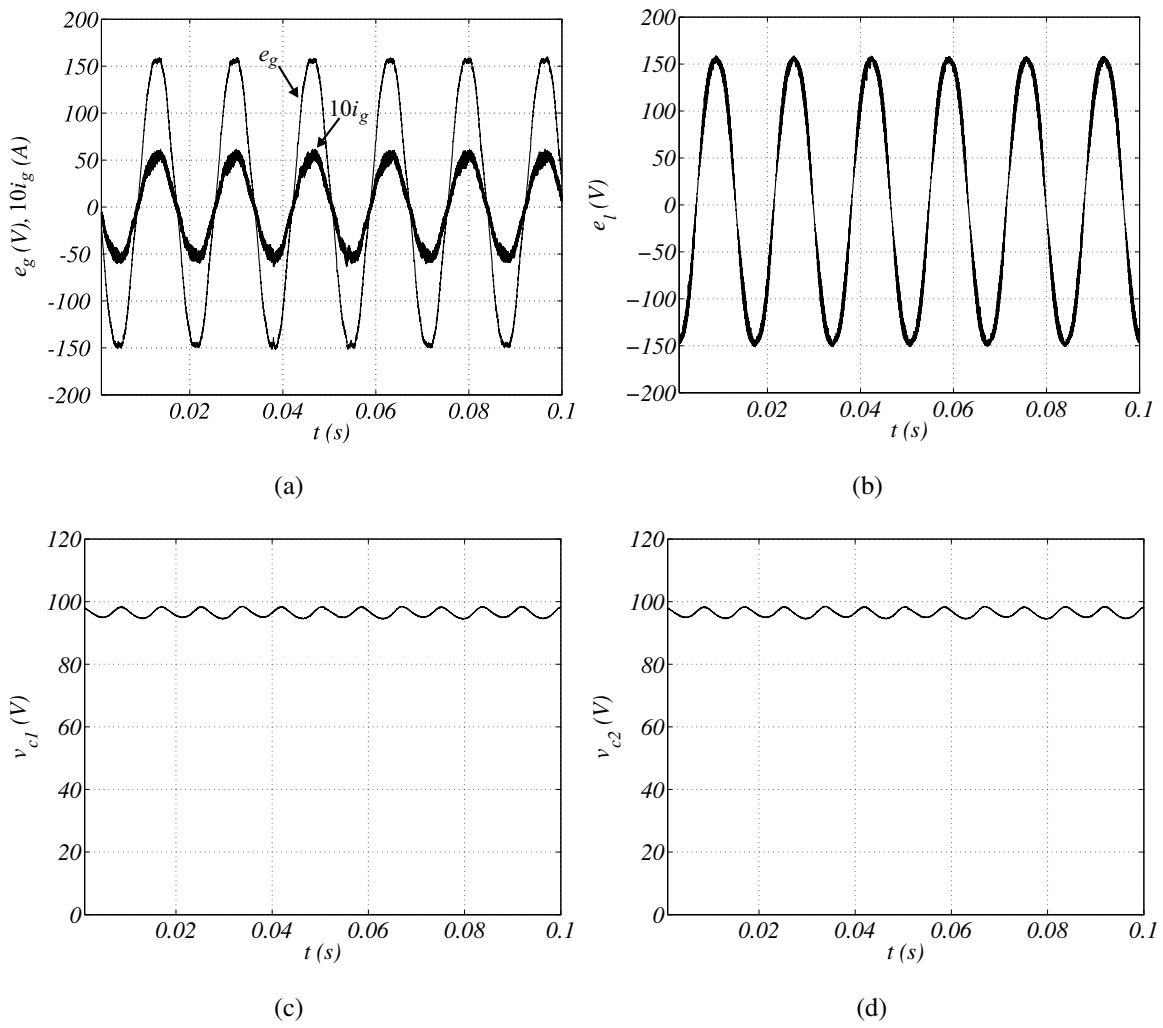


Figura 7.9: Resultados experimentais em regime permanente - 1P - $\mu = 0,5$. (a) Tensão e corrente da rede monofásica. (b) Tensão da carga. (c) Tensão do barramento CC do conversor 1. (d) Tensão do barramento CC do conversor 2.

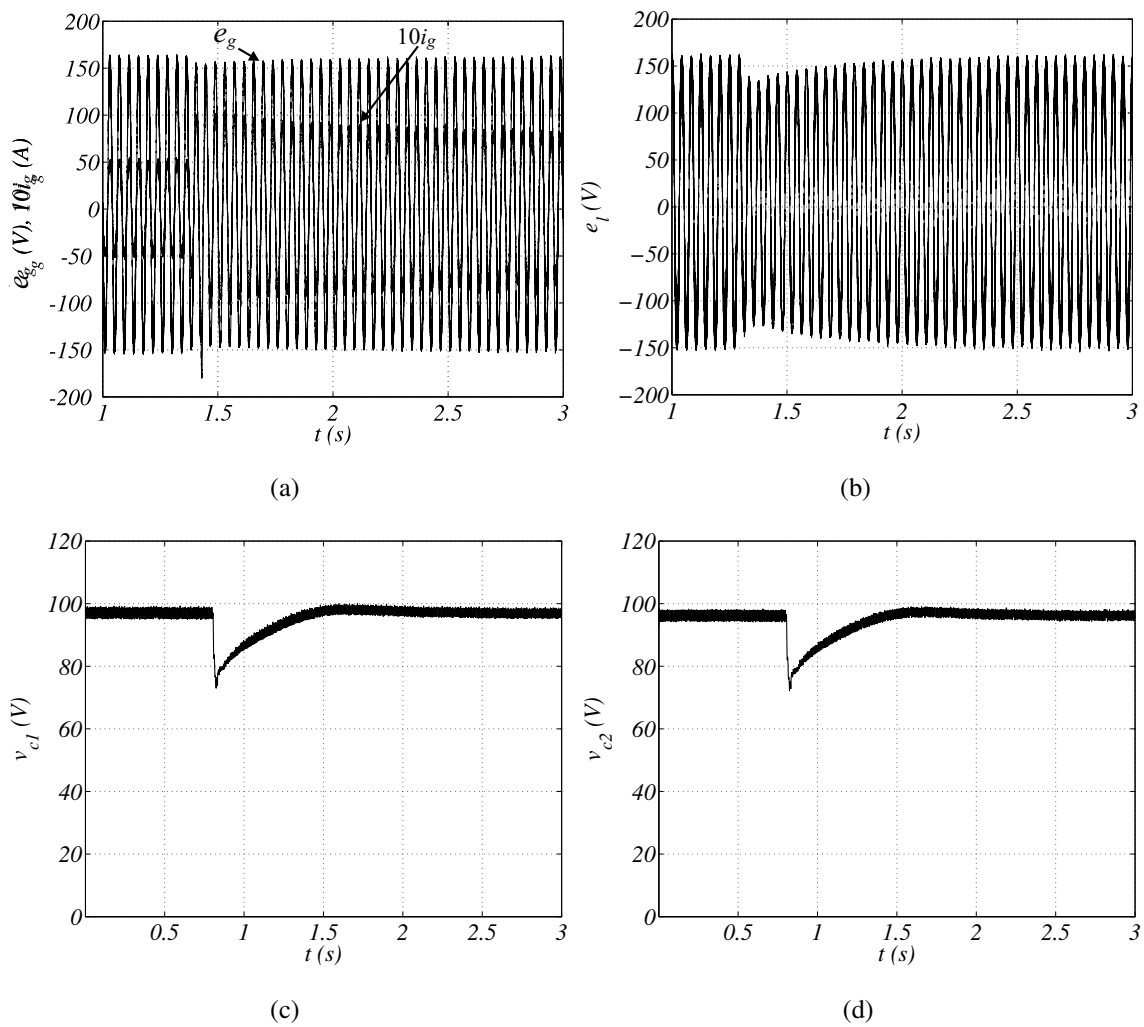


Figura 7.10: Resultados experimentais com transitório de carga - 1P - $\mu = 0,5$. (a) Corrente e tensão da rede monofásica. (b) Tensão da carga. (c) Tensão do barramento CC do conversor 1. (d) Tensão do barramento CC do conversor 2.

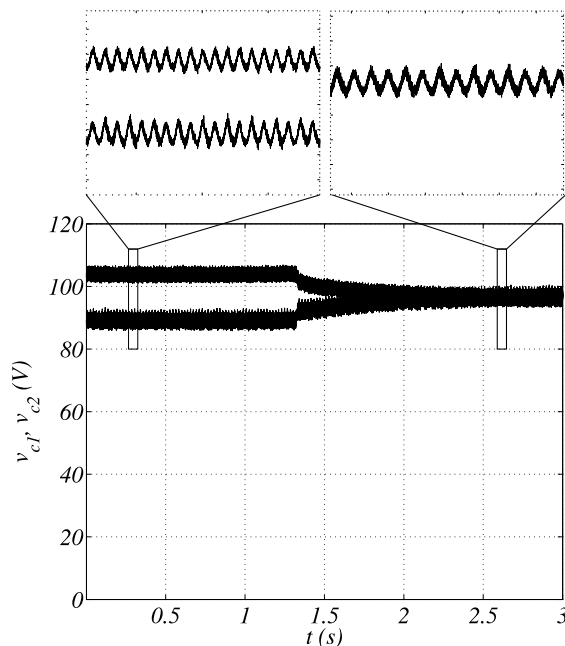


Figura 7.11: Resultados experimentais para a regulação das tensões dos barramentos CC com o fator k_1 .

Duas Portadoras PWM

Na Figura 7.12 são mostrados os resultados, em regime permanente, das curvas de tensão da rede monofásica, corrente da rede monofásica, tensão da carga monofásica e tensões dos barramentos CC dos conversores 1 e 2 utilizando duas portadoras PWM e $\mu = 0,5$.

Na Figura 7.12(a), pode-se observar o controle do fator de potência da entrada do sistema. Em 7.12(b) está mostrada a tensão da carga controlada em um valor de amplitude fixo. As tensões dos barramentos CC dos conversores 1 e 2 da topologia M33 estão ilustradas em 7.12(c) e 7.12(d). Os níveis de chaveamento nos sinais de tensão e corrente apresentados na Figura 7.12 são semelhantes aos vistos na Figura 7.9, ou seja, os resultados com uma e duas portadoras PWM são semelhantes quando $\mu = 0,5$.

Na Figura 7.13 são mostrados os resultados, em regime permanente, das curvas de tensão da rede monofásica, corrente da rede monofásica, tensão da carga monofásica e tensões dos barramentos CC dos conversores 1 e 2 utilizando duas portadoras PWM e $\mu = 0$.

Na Figura 7.13(a), pode-se observar o controle do fator de potência da entrada do sistema. Em 7.13(b) está mostrada a tensão da carga controlada em um valor fixo. As tensões dos barramentos CC dos conversores 1 e 2 da topologia M33 estão ilustradas em 7.13(c) e 7.13(d). Os níveis de chaveamento nos sinais de tensão e corrente apresentados na Figura 7.13 são menores que os vistos nas Figuras 7.12 e 7.9.

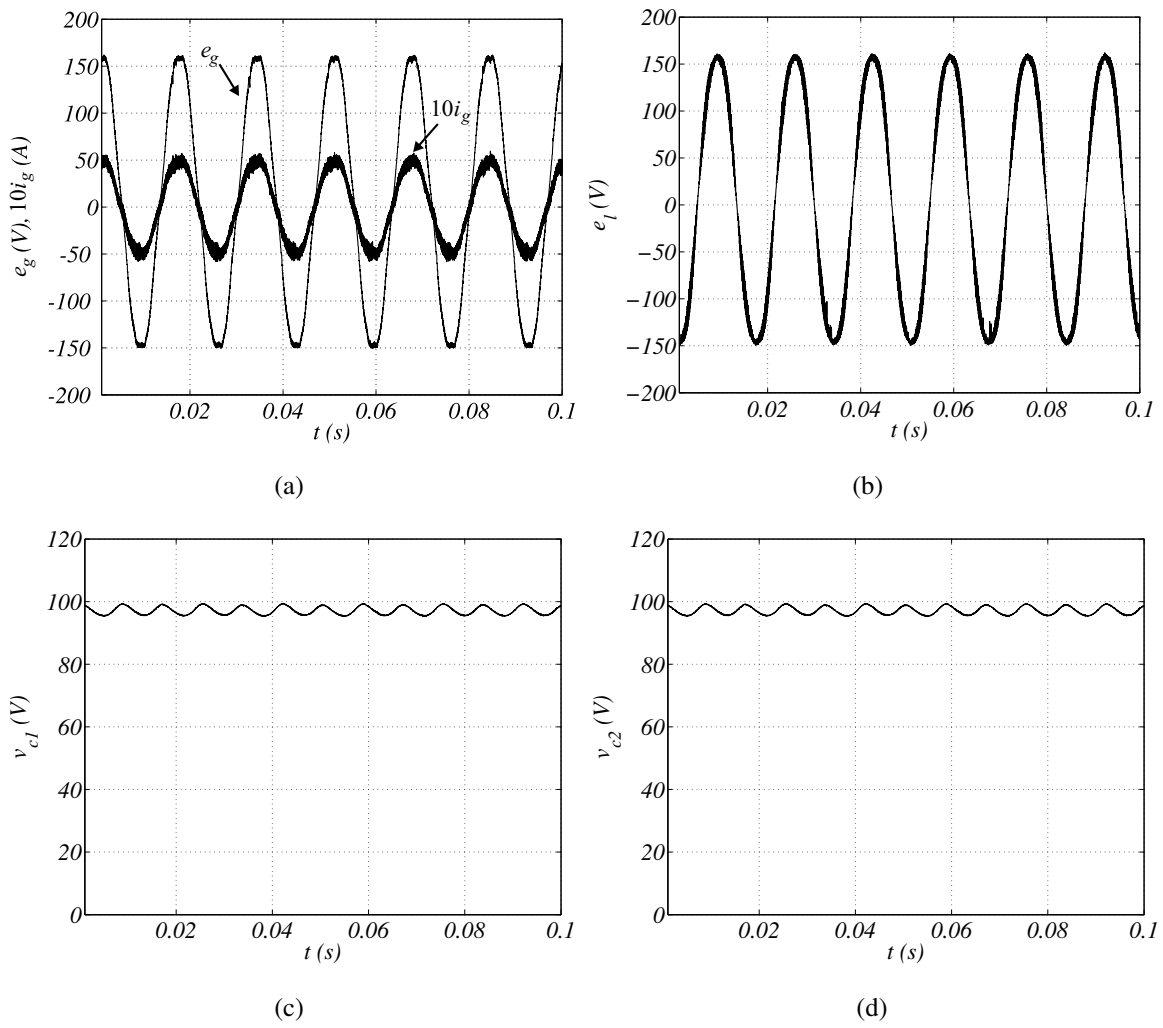


Figura 7.12: Resultados experimentais em regime permanente - $2P - \mu = 0,5$. (a) Tensão e corrente da rede monofásica. (b) Tensão da carga. (c) Tensão do barramento CC do conversor 1. (d) Tensão do barramento CC do conversor 2.

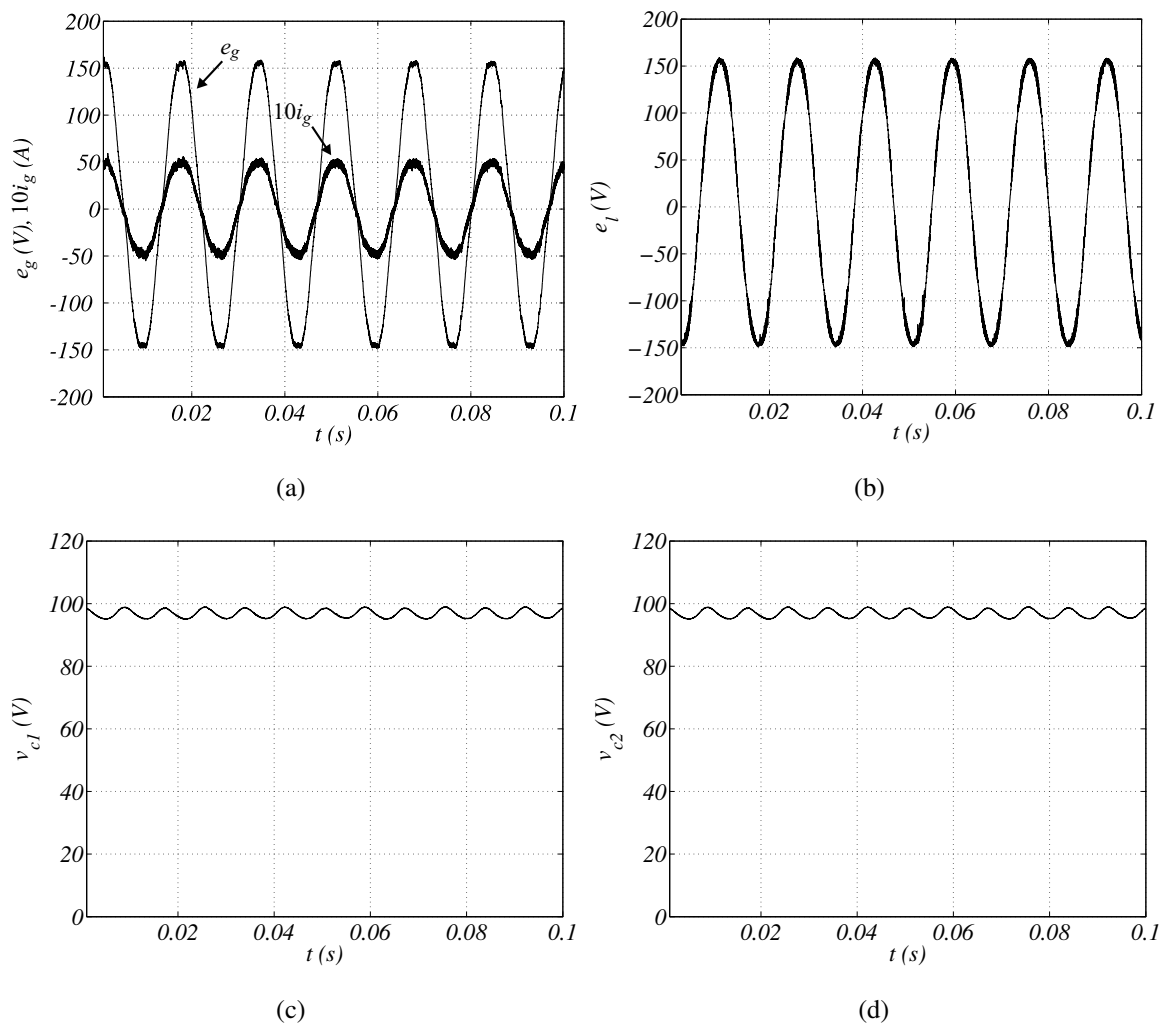


Figura 7.13: Resultados experimentais em regime permanente - 2P - $\mu = 0$. (a) Tensão e corrente da rede monofásica. (b) Tensão da carga. (c) Tensão do barramento CC do conversor 1. (d) Tensão do barramento CC do conversor 2.

7.3.2 Conversor Monofásico com Oito Braços e Dois Barramentos CC (M44)

Na Figura 7.14 são mostrados os resultados obtidos para a topologia série M44, em regime permanente, para as curvas de tensão da rede monofásica, corrente da rede monofásica, tensão da carga monofásica, corrente de circulação e tensões dos barramentos CC dos conversores 1 e 2 utilizando uma portadora *PWM* e $\mu = 0,5$.

Na Figura 7.14(a), pode-se observar o controle do fator de potência da entrada do sistema. A fim de facilitar a visualização, a corrente da rede monofásica foi aumentada em dez vezes. Em 7.14(b) está mostrada a tensão da carga controlada em um valor de amplitude fixo. A corrente de circulação de baixa frequência foi minimizada [Figura 7.14(c)]. As tensões dos barramentos CC dos conversores 1 e 2 da topologia M44 estão ilustradas em 7.14(d) e 7.14(e).

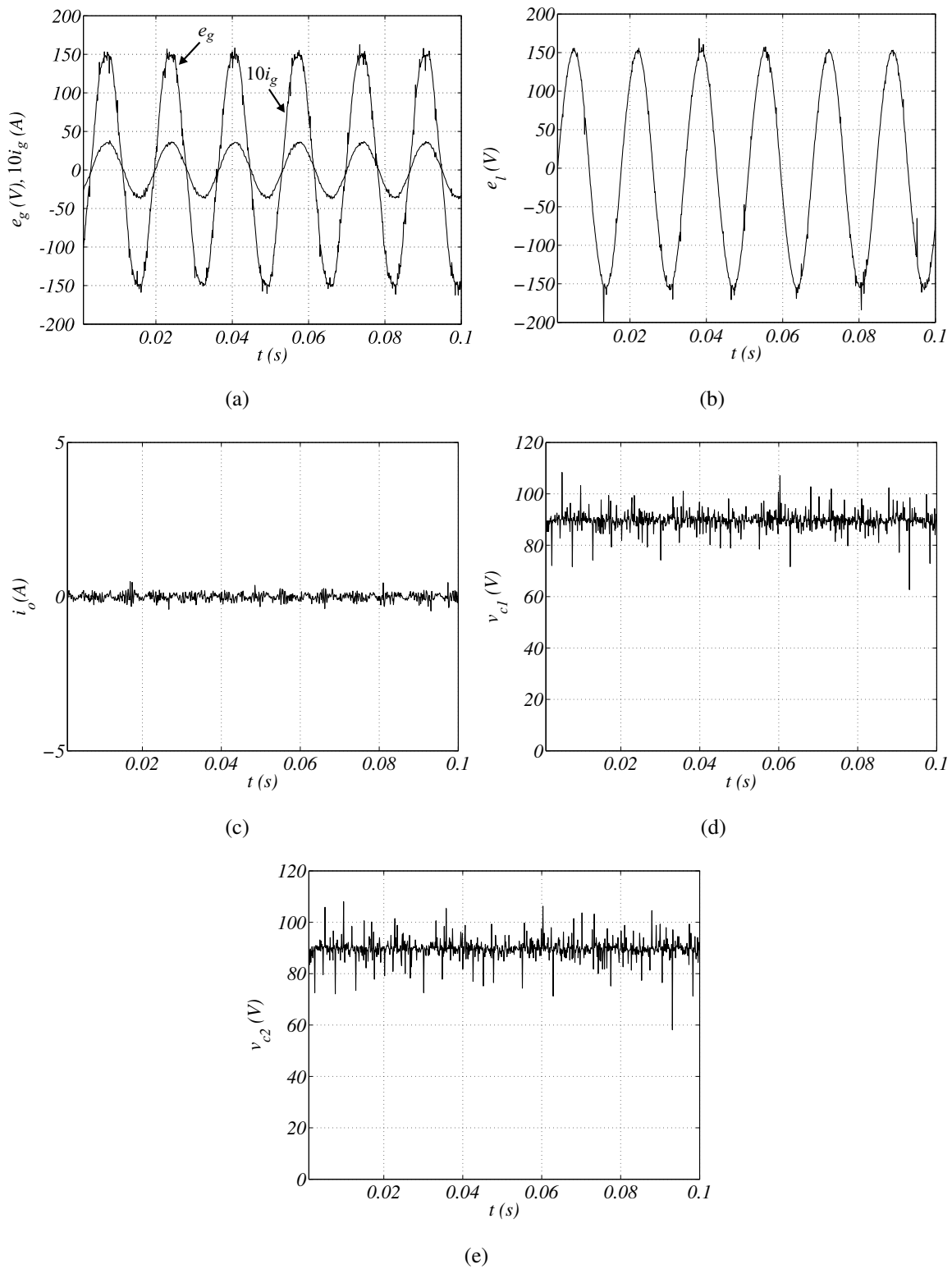


Figura 7.14: Resultados experimentais em regime permanente - 1P - $\mu = 0,5$. (a) Tensão e corrente da rede monofásica. (b) Tensão da carga. (c) Corrente de circulação. (d) Tensão do barramento CC do conversor 1. (e) Tensão do barramento CC do conversor 2.

7.4 Conclusão

Nesta seção foram apresentados resultados de simulação e experimentais de algumas das estruturas monofásicas série. Através da aplicação dos diagramas de controle mostrados no Capítulo 3, pode-se obter o controle da corrente de entrada com a maximização do fator de potência; a regulação das tensões dos capacitores; a divisão igualitária do fluxo de potência entre os módulos da topologia; o controle das correntes de circulação nas topologias M34, M44, M334 e M344; e a regulação da tensão de alimentação das cargas.

Capítulo 8

Conversor CA-CC-CA Trifásico

8.1 Introdução

Neste capítulo é apresentado o conversor trifásico com nove braços e três barramentos *CC*. É mostrado o modelo dinâmico e através deste, uma estratégia *PWM* é elaborada. A estratégia de controle garante amplitude de tensão e frequência constante nos terminais da carga trifásica. No lado da rede, o controle garante a maximização do fator de potência. As tensões nos capacitores dos barramentos *CC* são controladas para valores iguais e constantes. As comparações com o objetivo de avaliar o desempenho da topologia trifásica são realizadas com relação à topologia convencional trifásica com seis braços e um barramento *CC*, T6, a partir dos critérios já utilizados nas estruturas série monofásicas, são eles: análise da *WTHD* das tensões de entrada e saída do conversor; perdas nos capacitores dos barramentos *CC*; e perdas nos dispositivos semicondutores. Também são apresentados os resultados de simulação.

8.2 Conversor Trifásico com Nove Braços e Três Barramentos *CC* (T333)

O conversor trifásico com nove braços e três barramentos *CC* (T333) é formado por três conversores monofásicos, como pode ser observado na Figura 8.1. Os conversores 1, 2 e 3 possuem braço dividido entre suas respectivas entradas e saídas; uma carga trifásica; seis indutores de filtro, L_{g1} , L_{g2} e L_{g3} no lado da rede, e L_{f1} , L_{f2} e L_{f3} no lado da carga; três capacitores de filtro C_{f1} , C_{f2} e C_{f3} no lado da carga; e três barramentos *CC*. O conversor 1 é formado pelas chaves q_{1a} , \bar{q}_{1a} , q_{1b} , \bar{q}_{1b} , q_{1c} e \bar{q}_{1c} , o conversor 2 é formado pelas chaves q_{2a} , \bar{q}_{2a} , q_{2b} , \bar{q}_{2b} , q_{2c} e \bar{q}_{2c} e o conversor 3 é formado pelas chaves q_{3a} , \bar{q}_{3a} , q_{3b} , \bar{q}_{3b} , q_{3c} e \bar{q}_{3c} .

8.2.1 Modelo do Sistema

O modelo da topologia T333, mostrada na Figura 8.1, é apresentado nesta seção.

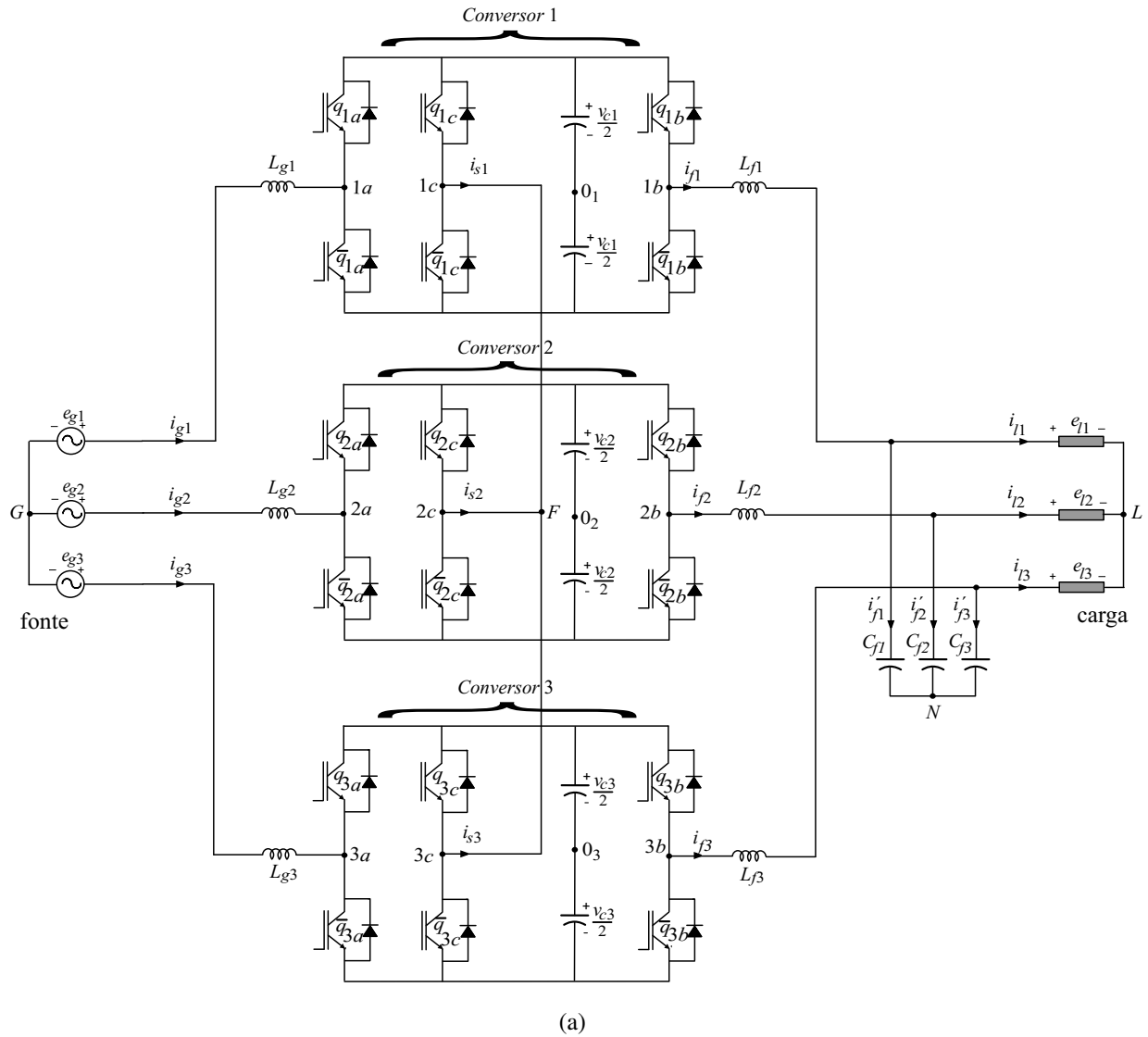


Figura 8.1: Diagrama esquemático do conversor trifásico com nove braços e três barramentos CC.

Observando a Figura 8.1, pode-se obter as seguintes equações do modelo do conversor T333:

$$e_{gk} = (r_g + pl_g)i_{gk} + v_{kac} + v_{FG} \quad (8.1)$$

$$v_{kbc} = -(r_f + pl_f)i_{fk} + e_{lk} + v_{LF} \quad (8.2)$$

$$i_{sk} = i_{gk} - i_{fk} \quad (8.3)$$

$$i_{fk} = i_{lk} + i'_{fk} \quad (8.4)$$

$$pv_{c_{fk}} = \frac{i'_{fk}}{C_{fk}} \quad (8.5)$$

$$e_{lk} = v_{c_{fk}} + v_{NL} \quad (8.6)$$

onde, $k = 1, 2$ e 3 ; C_{fk} são as capacitâncias do filtro de saída; $v_{kac} = v_{ka0_k} - v_{kc0_k}$, e $v_{kbc} = v_{kb0_k} - v_{kc0_k}$; as tensões v_{ka0_k} , v_{kb0_k} e v_{kc0_k} são as tensões de polo do conversor k ; i_{gk} é a corrente da rede trifásica; i_{sk} é a corrente do braço dividido do conversor k ; i'_{fk} são as correntes dos capacitores do filtro de saída; $v_{c_{fk}}$ são as tensões nos capacitores do filtro de saída; e i_{lk} é a corrente de carga.

As tensões de entrada e saída dos conversores são definidas como:

$$v_{ak} = v_{kac} + v_{FG} \quad (8.7)$$

$$v_{bk} = v_{kbc} - v_{LF}. \quad (8.8)$$

8.2.2 Estratégia PWM

As tensões de polo v_{1a0_1} , v_{1b0_1} , v_{1c0_1} , v_{2a0_2} , v_{2b0_2} , v_{2c0_2} , v_{3a0_3} , v_{3b0_3} e v_{3c0_3} em função do estado das chaves são definidas pelas seguintes equações:

$$v_{1a0_1} = (2q_{1a} - 1) \frac{v_{c1}}{2} \quad (8.9)$$

$$v_{1b0_1} = (2q_{1b} - 1) \frac{v_{c1}}{2} \quad (8.10)$$

$$v_{1c0_1} = (2q_{1c} - 1) \frac{v_{c1}}{2} \quad (8.11)$$

$$v_{2a0_2} = (2q_{2a} - 1) \frac{v_{c2}}{2} \quad (8.12)$$

$$v_{2b0_2} = (2q_{2b} - 1) \frac{v_{c2}}{2} \quad (8.13)$$

$$v_{2c0_2} = (2q_{2c} - 1) \frac{v_{c2}}{2} \quad (8.14)$$

$$v_{3a0_3} = (2q_{3a} - 1) \frac{v_{c3}}{2} \quad (8.15)$$

$$v_{3b0_3} = (2q_{3b} - 1) \frac{v_{c3}}{2} \quad (8.16)$$

$$v_{3c0_3} = (2q_{3c} - 1) \frac{v_{c3}}{2} \quad (8.17)$$

onde v_{c1} , v_{c2} e v_{c3} são, respectivamente, as tensões dos barramentos CC do conversor 1, conversor 2 e conversor 3.

As tensões de referência v_{1ac}^* , v_{2ac}^* , v_{3ac}^* , v_{1bc}^* , v_{2bc}^* e v_{3bc}^* para o PWM são dadas por:

$$v_{1ac}^* = v_{1a0_1}^* - v_{1c0_1}^* \quad (8.18)$$

$$v_{2ac}^* = v_{2a0_2}^* - v_{2c0_2}^* \quad (8.19)$$

$$v_{3ac}^* = v_{3a0_3}^* - v_{3c0_3}^* \quad (8.20)$$

$$v_{1bc}^* = v_{1b0_1}^* - v_{1c0_1}^* \quad (8.21)$$

$$v_{2bc}^* = v_{2b0_2}^* - v_{2c0_2}^* \quad (8.22)$$

$$v_{3bc}^* = v_{3b0_3}^* - v_{3c0_3}^*. \quad (8.23)$$

Os sinais de gatilho são obtidos através da comparação das tensões de polo de referência $v_{1a0_1}^*$, $v_{1b0_1}^*$, $v_{1c0_1}^*$, $v_{2a0_2}^*$, $v_{2b0_2}^*$, $v_{2c0_2}^*$, $v_{3a0_3}^*$, $v_{3b0_3}^*$ e $v_{3c0_3}^*$ com uma portadora PWM de alta frequência. As equações fornecidas pelos controladores não são suficientes para determinação das nove equações referentes às nove tensões de polo de referência.

Desse modo, são inseridas três variáveis para a realização dos cálculos. Essa três variáveis podem ser definidas como:

$$v_x^* = v_{1c0_1}^* \quad (8.24)$$

$$v_y^* = v_{2c0_2}^* \quad (8.25)$$

$$v_z^* = v_{3c0_3}^* \quad (8.26)$$

Com as equações (8.18)-(8.23) e (8.24)-(8.26), as tensões de polo de referência são dadas por:

$$v_{1a0_1}^* = v_{1ac}^* + v_x^* \quad (8.27)$$

$$v_{1b0_1}^* = v_{1bc}^* + v_x^* \quad (8.28)$$

$$v_{1c0_1}^* = v_x^* \quad (8.29)$$

$$v_{2a0_2}^* = v_{2ac}^* + v_y^* \quad (8.30)$$

$$v_{2b0_2}^* = v_{2bc}^* + v_y^* \quad (8.31)$$

$$v_{2c0_2}^* = v_y^* \quad (8.32)$$

$$v_{3a0_3}^* = v_{3ac}^* + v_z^* \quad (8.33)$$

$$v_{3b0_3}^* = v_{3bc}^* + v_z^* \quad (8.34)$$

$$v_{3c0_3}^* = v_z^* \quad (8.35)$$

As tensões de polo de referência dependem tanto das tensões v_{1ac}^* , v_{2ac}^* , v_{3ac}^* , v_{1bc}^* , v_{2bc}^* e v_{3bc}^* definidas pelos controladores quanto das tensões auxiliares v_x^* , v_y^* e v_z^* . As tensões auxiliares podem ser escolhidas de maneira independente, desde que os limites máximos ($v_{ck}^*/2$) e mínimos ($-v_{ck}^*/2$) das tensões de polo sejam respeitados, como definido pelas equações (3.130) - (3.135), onde v_{c1}^* , v_{c2}^* e v_{c3}^* são as referências de tensão para os barramentos CC dos conversores 1, 2 e 3, respectivamente; $v_{1\max}^* = \max \vartheta_1$, $v_{1\min}^* = \min \vartheta_1$, $v_{2\max}^* = \max \vartheta_2$, $v_{2\min}^* = \min \vartheta_2$, $v_{3\max}^* = \max \vartheta_3$, $v_{3\min}^* = \min \vartheta_3$ com $\vartheta_1 = \{v_{1ac}^*, v_{1bc}^*, 0\}$, $\vartheta_2 = \{v_{2ac}^*, v_{2bc}^*, 0\}$, $\vartheta_3 = \{v_{3ac}^*, v_{3bc}^*, 0\}$.

As tensões auxiliares podem ser escritas em função do fator de distribuição de roda livre, μ , como mostrado nas equações (3.136) - (3.138), onde $0 \leq \mu_x \leq 1$, $0 \leq \mu_y \leq 1$ e $0 \leq \mu_z \leq 1$.

8.2.3 Estratégia de Controle

O diagrama de controle do conversor T333 é apresentado na Figura 8.2. A partir do diagrama pode ser mostrado que: a tensão total $v_{c1} + v_{c2} + v_{c3}$ dos barramentos CC é regulada por um controlador do tipo PI convencional, representado pelo bloco R_{ct} . Esse controlador determina a amplitude I_g^* das correntes de referência desejadas na entrada da rede trifásica. Adicionalmente, as tensões v_{c1} e v_{c2} dos capacitores dos barramentos CC dos conversores 1 e 2, respectivamente, são reguladas por controladores também do tipo PI convencional, representados pelos blocos R_{c1} e R_{c2} . Esses blocos fornecem dois fatores, k_1 e k_2 , que complementam a definição das tensões de referência v_{1ac}^* , v_{2ac}^* e v_{3ac}^* .

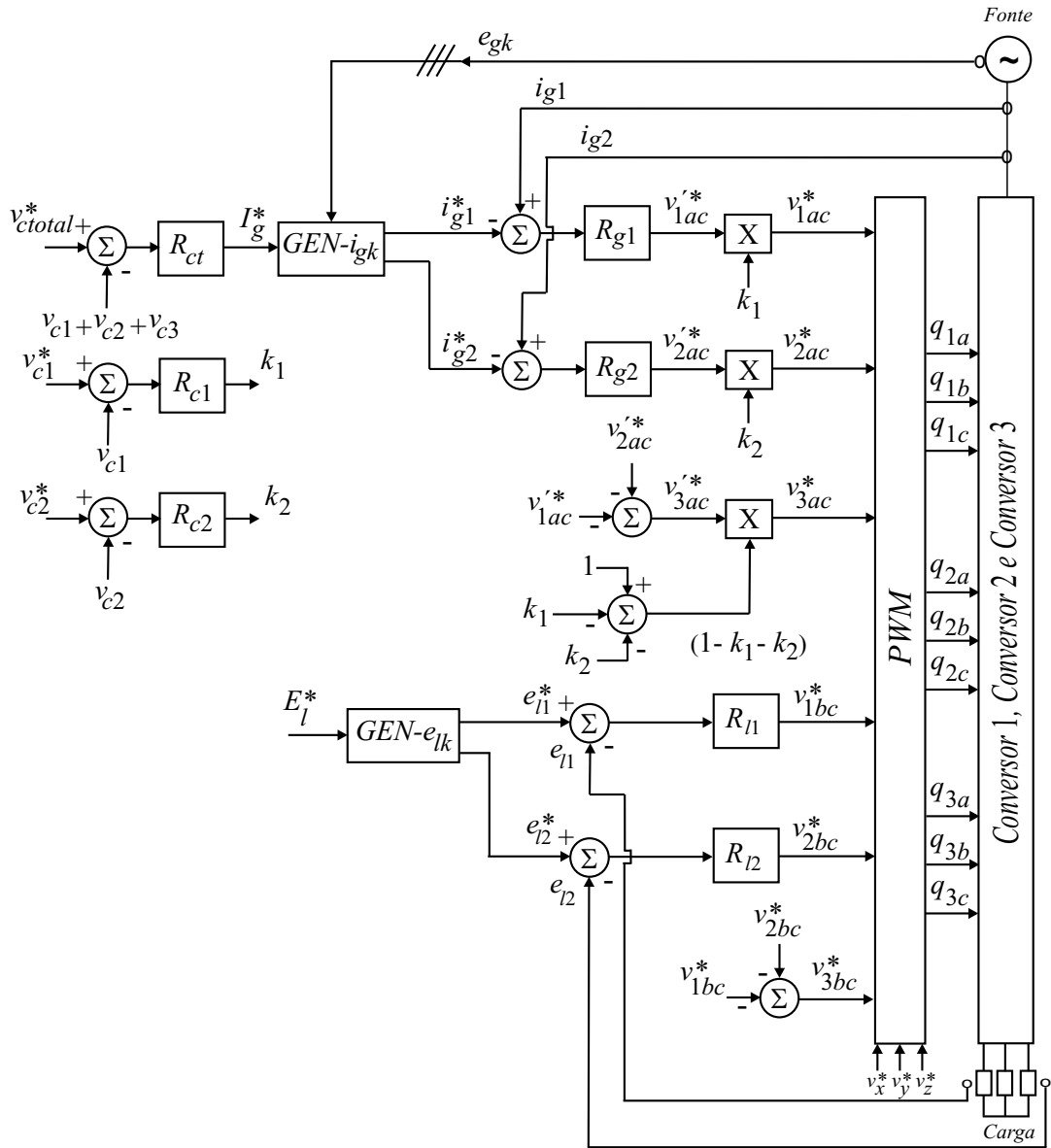


Figura 8.2: Diagrama de controle da topologia T333.

O controle do fator de potência da rede é feito a partir de uma sincronização das correntes instantâneas de referência i_{g1}^* , i_{g2}^* e i_{g3}^* com as tensões da rede trifásica, e_{g1} , e_{g2} e e_{g3} . Essa sincronização é representada pelo bloco $GEN-i_{gk}$. Os controladores das correntes de entrada, representados pelos blocos R_{g1} e R_{g2} , são implementados utilizando controladores de dupla sequência modelados em forma de equações de estado nas equações (2.24) - (2.26), onde: $\varepsilon_j = i_j^* - i_j$ é o erro de corrente; e $m = 1ac$ ou $2ac$ e $j = g1$ ou $g2$. Esses controladores definem as tensões de referência v'_{1ac}^* e v'_{2ac}^* . A tensão v'_{3ac}^* é dada pela equação (8.36) considerando o sistema equilibrado.

$$v'_{ac3}^* = -(v'_{ac1}^* + v'_{ac2}^*). \quad (8.36)$$

As tensões de referência v'_{1ac}^* , v'_{2ac}^* e v'_{3ac}^* são dadas pela relação entre v'_{1ac}^* , v'_{2ac}^* , v'_{3ac}^* e os fatores

k_1 e k_2 definidos pelo controle dos barramentos CC dos conversores 1 e 2:

$$v_{1ac}^* = k_1 v_{1ac}'^* \quad (8.37)$$

$$v_{2ac}^* = k_2 v_{2ac}'^* \quad (8.38)$$

$$v_{3ac}^* = (1 - k_1 - k_2) v_{3ac}'^*. \quad (8.39)$$

O controle da tensão é realizado em duas fases, utilizando dois controladores PI de dupla sequência representados pelos blocos R_{l1} e R_{l2} . Na saída dos controladores são obtidas as tensões de referência v_{1bc}^* e v_{2bc}^* , a tensão v_{3bc}^* é obtida através da soma negativa entre v_{1bc}^* e v_{2bc}^* , considerando o sistema equilibrado.

$$v_{3bc}^* = -(v_{1bc}^* + v_{2bc}^*). \quad (8.40)$$

As tensões de referência v_{1ac}^* , v_{2ac}^* , v_{3ac}^* , v_{1bc}^* , v_{2bc}^* e v_{3bc}^* e as tensões auxiliares v_x^* , v_y^* e v_z^* definidas pelas equações (3.136)-(3.138) são aplicadas ao bloco *PWM* para o cálculo das tensões de polo de referência, definidas pelas equações (8.27)-(8.35). Essas tensões de polo de referência são comparadas com a portadora *PWM* triangular a fim de gerar os sinais de gatilho das chaves do conversor *CA-CC-CA* apresentado.

8.2.4 Análise da *WTHD*

A equação que define a distorção harmônica total ponderada, *WTHD*, está apresentada na equação (5.1). A comparação das tensões de entrada e saída da topologia trifásica T333, com a topologia convencional trifásica T6, é realizada através dos gráficos da *WTHD* em função do fator de distribuição de roda livre, μ .

Na Figura 8.3(a) é mostrada a *WTHD* da tensão de entrada do conversor T333 em comparação com a *WTHD* da tensão de entrada do conversor convencional T6. Na Tabela A.14 são mostrados os parâmetros usados para obtenção dos resultados de simulação (em regime permanente) da *WTHD*. Nas equações (8.1) e (8.7), observa-se a relação entre a tensão de entrada em T333, v_{ak} , e a corrente da rede trifásica, i_{gk} .

Na Figura 8.3(b) é mostrada a *WTHD* da tensão de saída do conversor T333 em comparação com a *WTHD* da tensão de saída do conversor convencional T6. Nas equações (8.6) e (8.8), observa-se a relação entre a tensão de saída em T333, v_{bk} , e a tensão da carga trifásica, e_{lk} .

Com a topologia T333, é possível diminuir o valor da *WTHD* da tensão de entrada em até 43% com $\mu = 0,5$. Com $\mu = 0$ ou $\mu = 1$, a redução do valor da *WTHD* é de até 14%. Na tensão de saída, pode-se diminuir o valor da *WTHD* em até 51% com $\mu = 0,5$. Fazendo $\mu = 0$ ou $\mu = 1$, a redução do valor da *WTHD* é de até 13%. O menor valor de *WTHD* é obtido fazendo $\mu = 0,5$.

Esse comportamento pode ser explicado a partir da análise do perfil dos pulsos das tensões geradas na entrada (v_{ak}) e na saída (v_{bk}) dos conversores. $k = 1, 2$ ou 3 .

Na Figura 8.4 são mostrados os perfis da tensão v_{ak} para a topologia convencional T6 e a topologia T333 quando $\mu = 0$, $\mu = 0,5$ e $\mu = 1$.

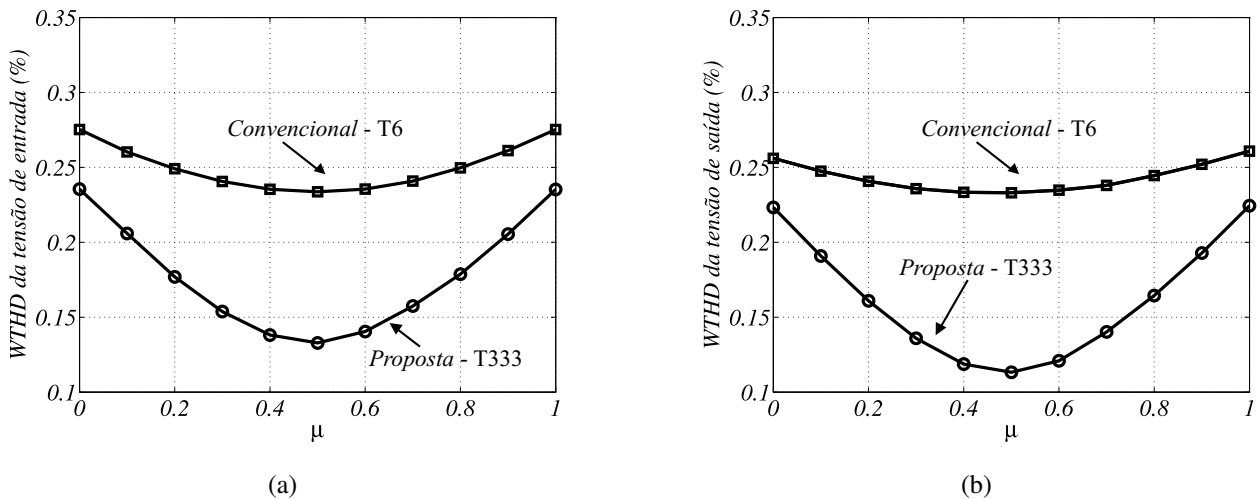


Figura 8.3: Curvas da *WTHD* das topologias T333 e convencional T6. (a) Tensão de entrada, v_{ak} , com $k = 1, 2$ e 3 . (b) Tensão de saída, v_{bk} , com $k = 1, 2$ e 3 .

Conforme mostrado na Figura 8.4, percebe-se que a tensão de entrada, v_{ak} , da topologia T6 possui menor número de níveis de tensão quando comparado com os resultados obtidos da topologia T333. O aumento no número de níveis do sinal de tensão, principalmente em $\mu = 0,5$, sinaliza uma redução no valor da *WTHD*.

Na Figura 8.5 são mostrados os perfis da tensão v_{bk} para a topologia convencional T6 e a topologia T333 quando $\mu = 0$, $\mu = 0,5$ e $\mu = 1$.

Na Figura 8.5 pode ser visto que a tensão de saída, v_{bk} , da topologia T6 possui menor número de níveis de tensão quando comparado com os resultados obtidos da topologia T333.

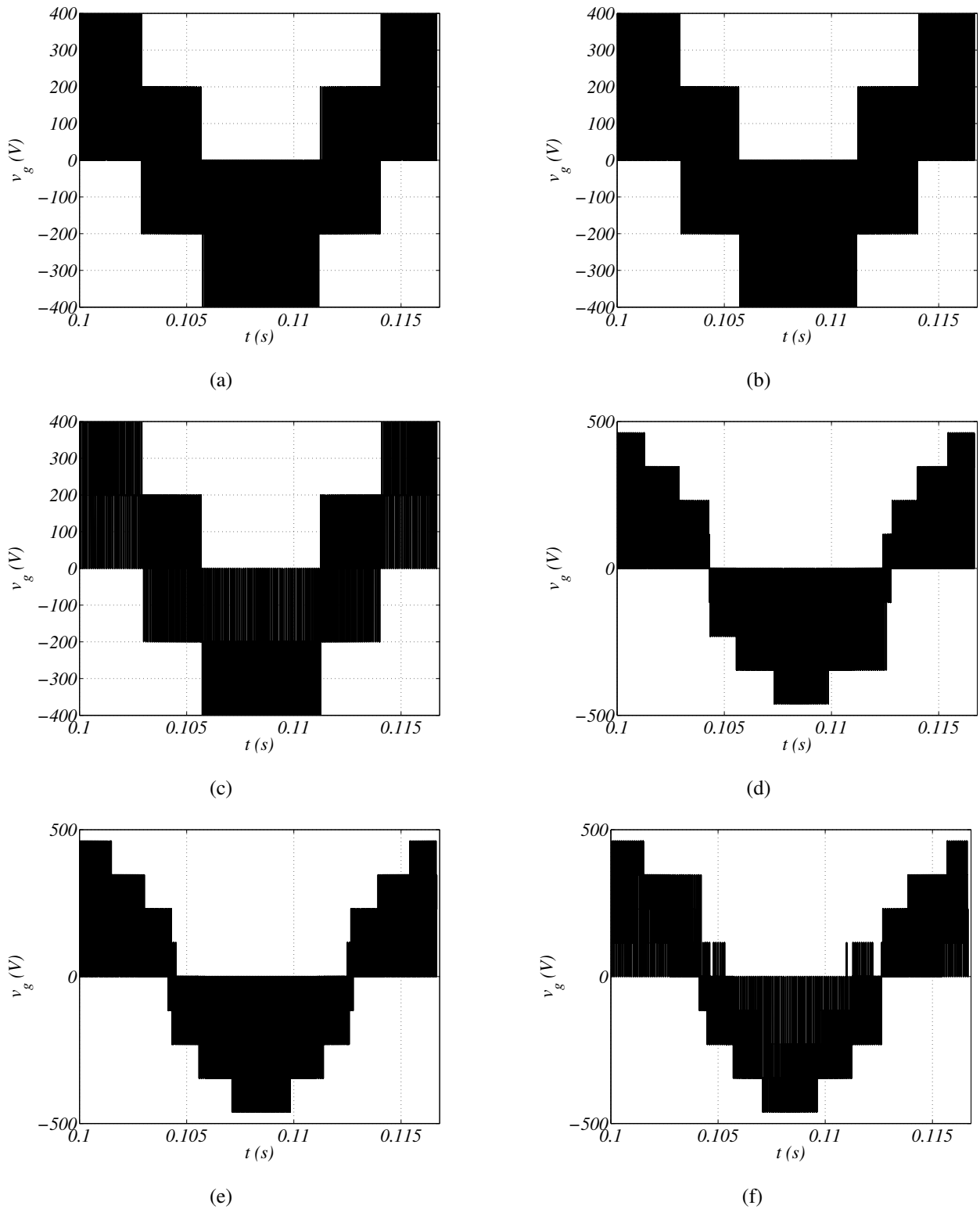


Figura 8.4: Tensão v_{ak} . (a) T6 com $\mu = 0$. (b) T6 com $\mu = 0,5$. (c) T6 com $\mu = 1$. (d) Topologia T333 com $\mu = 0$. (e) T333 com $\mu = 0,5$. (f) T333 com $\mu = 1$.

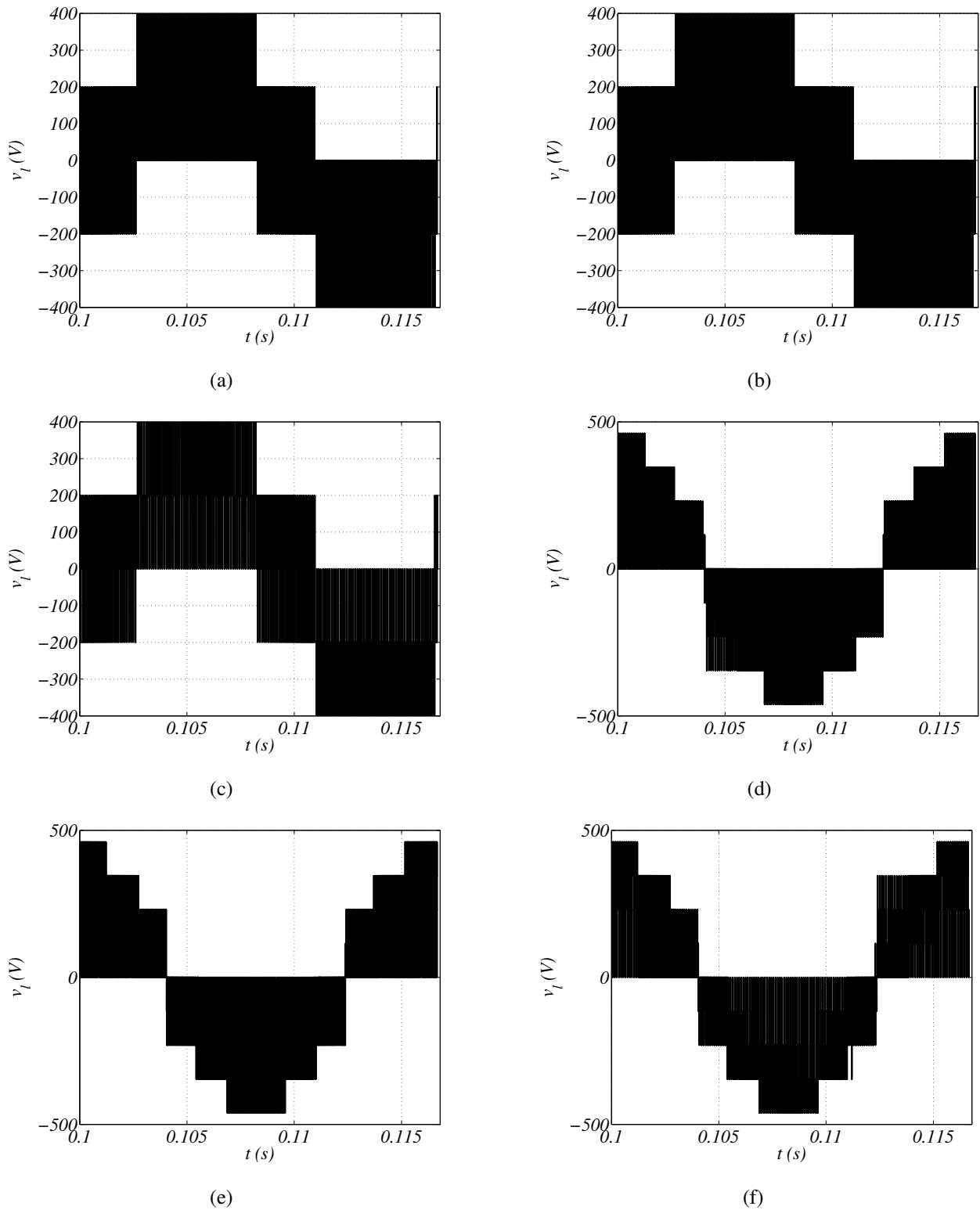


Figura 8.5: Tensão v_{ak} . (a) T6 com $\mu = 0$. (b) T6 com $\mu = 0,5$. (c) T6 com $\mu = 1$. (d) Topologia T333 com $\mu = 0$. (e) T333 com $\mu = 0,5$. (f) T333 com $\mu = 1$.

8.2.5 Perdas nos Capacitores dos Barramentos CC

As seguintes relações para a tensão mínima do barramento CC da a topologia T333 podem ser escritas:

$$v_{ck}^* \geq \max |v_{ka0_k}^* - v_{kc0_k}^*| \quad (8.41)$$

$$v_{ck}^* \geq \max |v_{ka0_k}^* - v_{kb0_k}^*| \quad (8.42)$$

$$v_{ck}^* \geq \max |v_{kb0_k}^* - v_{kc0_k}^*| \quad (8.43)$$

onde $k = 1, 2$ e 3 . As tensões $v_{ka0_k}^*$, $v_{kb0_k}^*$ e $v_{kc0_k}^*$ são definidas por (8.27)-(8.35).

Com as tensões fornecidas pelos controladores mostradas nas equações (8.18)-(8.23), obtém-se a tensão mínima necessária no barramento CC do conversor k :

$$v_{ck}^* \geq \max |v_{kac}^*| \quad (8.44)$$

$$v_{ck}^* \geq \max |v_{kac}^* - v_{kbc}^*| \quad (8.45)$$

$$v_{ck}^* \geq \max |v_{kbc}^*| \quad (8.46)$$

As tensões de saída, v_{1bc}^* , v_{2bc}^* e v_{3bc}^* , são maiores que as tensões de entrada, v_{1ac}^* , v_{2ac}^* e v_{3ac}^* , dessa maneira, os valores das tensões dos barramentos CC dos conversores 1, 2 e 3 são definidos pela equação (8.46). O sincronismo mostrado no Capítulo 6 feito em algumas topologias série monofásicas, também deve ser realizado no controle deste conversor trifásico.

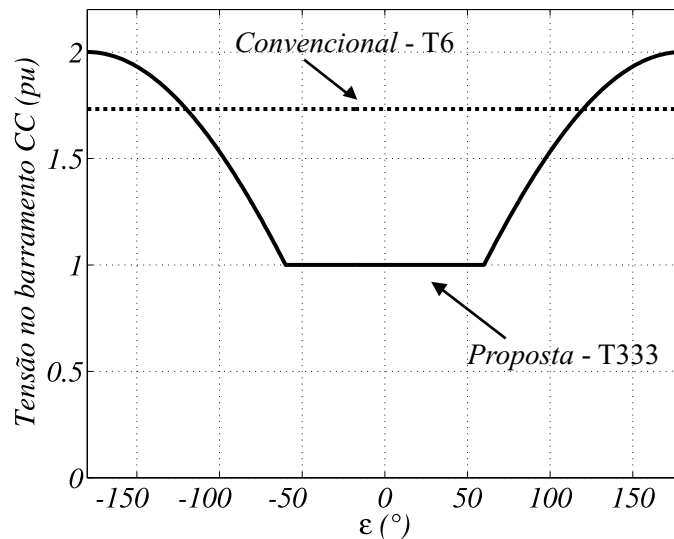


Figura 8.6: Tensão no barramento CC das topologias T333 e T6 em função da diferença entre o ângulo da tensão de entrada e o ângulo da tensão de saída.

A tensão mínima no barramento CC necessária para o funcionamento da topologia T333 para cada um dos conversores é 42% menor que a tensão da convencional T6. Para isso, o ângulo entre a tensão de entrada e a tensão de saída deve estar entre -60° e 60° , como mostrado no Capítulo 6.

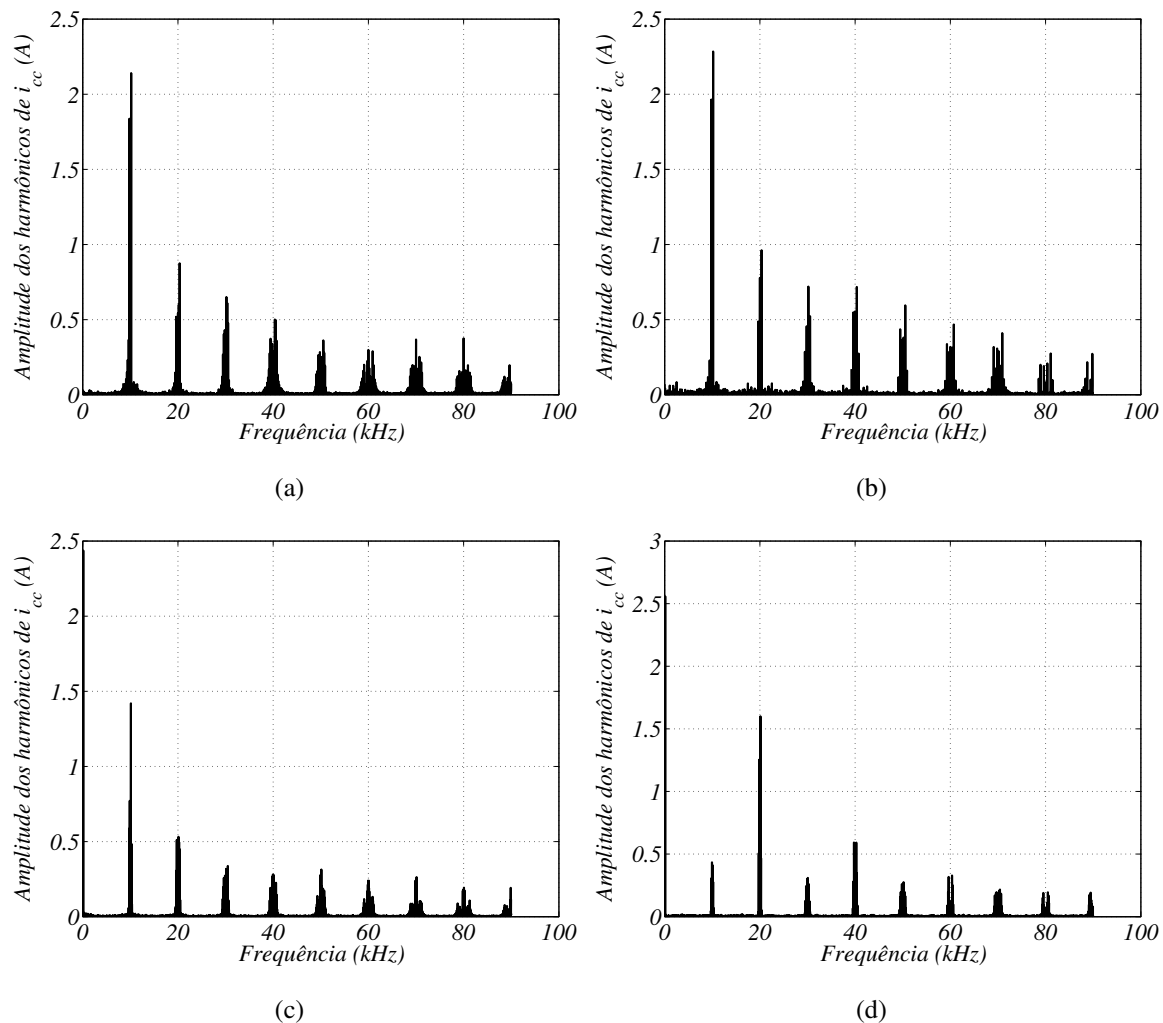


Figura 8.7: Espectro da corrente do barramento CC . (a) T6 - $\mu = 0$. (b) T6 - $\mu = 0,5$. (c) T333 - $\mu = 0$. (d) T333 - $\mu = 0,5$.

Na Figura 8.6 pode ser observada a necessidade do sincronismo entre as tensões de entrada e de saída para que o circuito funcione com o menor valor de tensão no barramento CC possível.

Através da análise do espectro de alta frequência das correntes dos capacitores, pode-se definir as perdas de alta frequência no barramento CC [equação (6.9)]. Na Figura 8.7, a topologia T333 apresenta amplitudes menores no espectro da corrente do barramento CC em comparação com o espectro da corrente do barramento CC da topologia convencional T6.

Nas ilustrações da Figura 8.7, percebe-se que a quantidade de harmônicos na topologia T333 é menor com relação aos ao espectro da corrente da topologia convencional T6. O harmônico em $120Hz$ presente na corrente da topologia T333 é consequência da potência monofásica em cada conversor. Já na topologia convencional T6, a potência que vai para o barramento CC é trifásica, não possuindo oscilação em $120Hz$.

Para a quantificação do resultado, está mostrado numericamente na Tabela 8.1 a corrente RMS para cada um dos casos estudados (A corrente nos conversores 2 e 3 possui espectro semelhante ao da corrente do conversor 1)

Tabela 8.1: Valores das correntes *RMS* das topologias convencional T6 e T333

	$\mu = 0$	$\mu = 0,5$
T6	2,86	2,83
T333	2,13	2,04

A topologia T333 diminui o desgaste sofrido pelos capacitores do barramento CC com relação à topologia T6. Para $\mu = 0$ a diminuição da corrente *RMS* é de aproximadamente 26%, para $\mu = 0,5$ a diminuição é de aproximadamente 28%. Como citado na seção 6.2, a diminuição da corrente *RMS* diminui o desgaste no barramento CC à medida que não leva a operação do mesmo com temperaturas elevadas, aumentando seu tempo de vida útil. As perdas de alta frequência (normalizadas com relação à topologia trifásica convencional T6 com $\mu = 0,5$), calculadas através da equação (6.9), podem ser observadas na Tabela 8.2.

Tabela 8.2: Valores normalizados das perdas de potência de alta frequência dos capacitores do barramento CC das topologias T6 e T333.

	$\mu = 0$	$\mu = 0,5$
T6	1,02	1,00
T333	0,56	0,52

8.2.6 Perdas nos Semicondutores

Os resultados para as perdas por condução (P_{cd}) e perdas por chaveamento (P_{ch}) mostrados na Tabela foram obtidos para cargas de potências iguais a $4kVA$, $6kVA$ e $8kVA$, considerando os parâmetros de simulação mostrados na Tabela A.14.

Tabela 8.3: Perdas de condução e chaveamento da topologia T333 para cargas de $4kVA$, $6kVA$ e $8kVA$

	$4kVA$	$6kVA$	$8kVA$
P_{cd}	35,4	65,7	98,4
P_{ch}	217,7	315,9	372,9
<i>Totais</i>	253,1	381,6	471,3

De maneira comparativa, estão mostradas na Tabela 8.4 os resultados das perdas por condução (P_{cd}) e perdas por chaveamento (P_{ch}) obtidos para três tipos de carga distintas pelo valor de suas potências, $4kVA$, $6kVA$ e $8kVA$, para a topologia convencional T6.

Tabela 8.4: Perdas de condução e chaveamento da topologia convencional T6 para cargas de $4kVA$, $6kVA$ e $8kVA$

	$4kVA$	$6kVA$	$8kVA$
P_{cd}	33,2	56,4	84,0
P_{ch}	292,1	379,2	473,0
<i>Totais</i>	325,3	435,6	557,0

A topologia convencional T6 apresenta valores menores de perdas por condução que a topologia T333, já que o número de braços da topologia T6 é menor que o número de braços da topologia

T333 e os níveis de corrente são os mesmos. Os níveis de tensão de barramento *CC* da topologia T333 foram suficientemente menores que os da topologia T6 de modo que mesmo com o número maior de braços, a topologia T333 apresenta valores menores de perdas por chaveamento.

8.2.7 Resultados de Simulação

O comportamento dinâmico do conversor CA-CC-CA trifásico com nove braços e três barramentos *CC* apresentado na Figura 8.1, foi estudado através de um programa de simulação. Nas simulações foi dado um transitório de carga após alguns ciclos em regime permanente, a fim de mostrar a eficiência do controle e a convergência do sistema para um novo ponto de operação. Na Tabela 7.1 estão os valores da carga por fase anterior e posterior ao transitório.

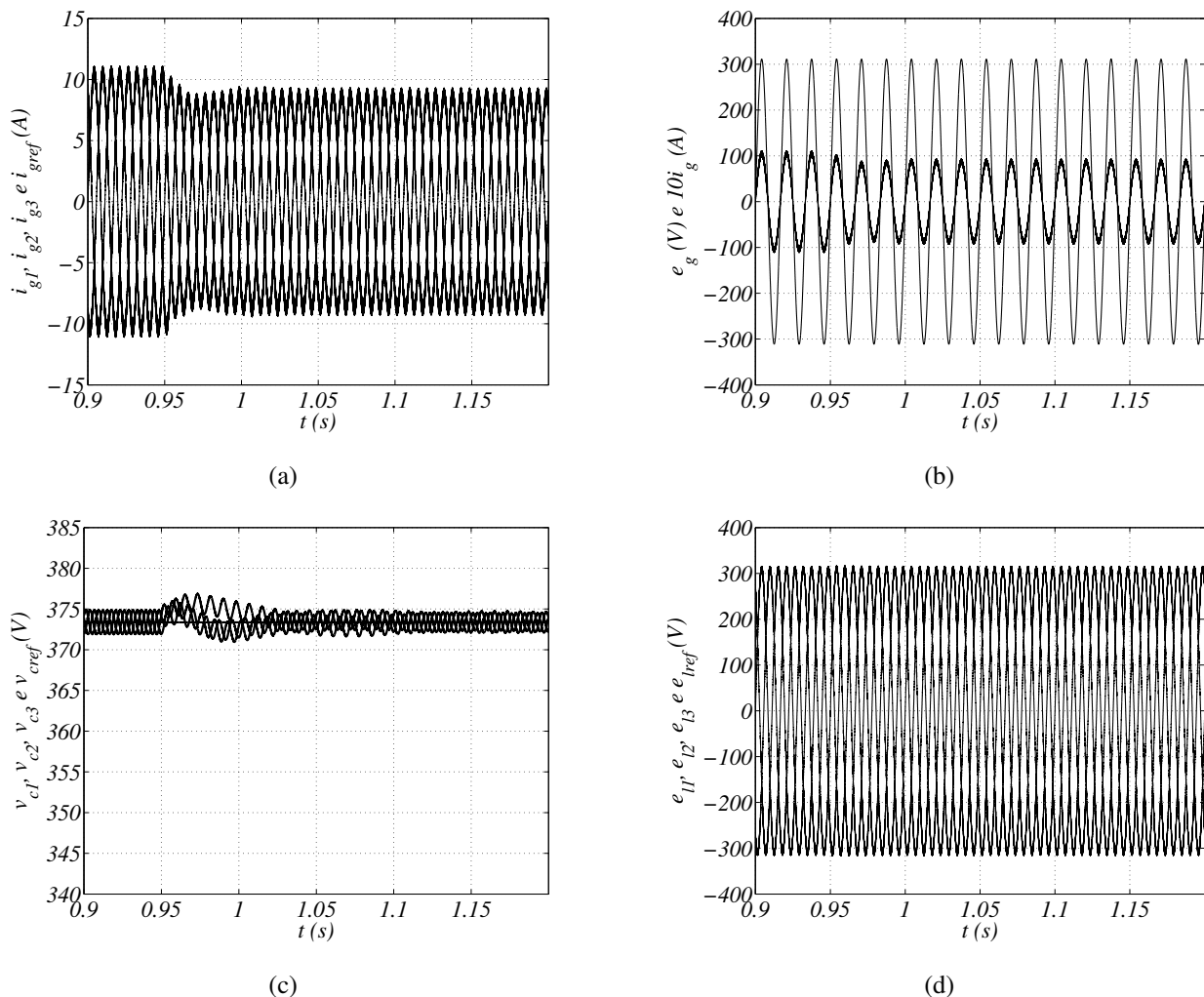


Figura 8.8: Resultados de simulação com transitório de carga da topologia trifásica T333 (a) Corrente da rede trifásica. (b) Corrente e tensão da fase 1 da rede. (c) Tensão dos barramentos *CC*. (e) Tensão na carga trifásica, e_l .

Os resultados obtidos para o sistema equilibrado com parâmetros definidos na Tabela A.14, são apresentados nas Figuras 8.8(a) - 8.8(d). As curvas mostradas nessas figuras são: tensão (e_{g1}) e corrente (i_{g1}) da fase 1 da rede trifásica; correntes controladas da rede trifásica (i_{g1} , i_{g2} e i_{g3});

tensões nos barramentos CC (v_{c1} , v_{c2} e v_{c3}) e referência (v_c^*); e tensões controladas da carga trifásica (v_{l1} , v_{l2} e v_{l3}).

As correntes da rede trifásica do circuito, balanceadas e com amplitude definida pelo controle da soma dos barramentos CC dos três conversores estão mostradas na Figura 8.8(a).

As referências das correntes da rede foram definidas de modo que o fator de potência de entrada tenha valor próximo da unidade. Na Figura 8.8(b) pode ser observada a corrente de entrada da fase 1, i_{g1} , e a tensão de entrada, também da fase 1, e_{g1} . Percebe-se que as curvas estão em fase, ou seja, o fator de potência de entrada está próximo de 1. Para uma melhor visualização a corrente i_{g1} foi ampliada em dez vezes.

Dos três barramentos CC do sistema, apenas dois foram controlados diretamente, adicionalmente foi feito um controle do barramento CC total, ou seja, da soma dos barramentos CC . Na Figura 8.8(c) é mostrada a convergência dos sinais de tensão para o valor de referência. As três tensões dos barramentos CC possuem uma oscilação em $120Hz$ a qual o controlador PI não consegue compensar, pois essa oscilação é consequência da potência monofásica em cada conversor.

As tensões de carga trifásica, balanceadas, podem ser vistas na Figura 8.8(d).

8.3 Conclusão

Neste capítulo foi apresentada a topologia trifásica através das equações do modelo do sistema, da estrutura PWM e do diagrama de controle. No estudo sobre os níveis de tensão do barramento CC foi possível analisar o ganho que a topologia T333 tem ao ser comparada com a convencional trifásica de seis braços, já que necessita de um barramento CC em torno de 43% menor que a topologia T6. A topologia T333 também apresentou menores valores de corrente RMS , assim como menores valores de $WTHD$. Quando a comparação foi feita com base em um estudo dos níveis de perdas nos semicondutores, a topologia T333 apresentou valores maiores de perdas por condução devido ao aumento de número de braços e operar com valores semelhantes de corrente. Com relação aos níveis de perdas por chaveamento, a topologia T333 obteve valores menores, deixando claro a influência de menores níveis de tensão no barramento CC .

Capítulo 9

Conclusões Gerais e Trabalhos Futuros

9.1 Conclusões Gerais

Neste trabalho, foram apresentadas nove topologias de conversores estáticos *CA-CC-CA* sem uso de componentes passivos para isolamento, das quais cinco com conexão série, três convencionais e uma trifásica utilizando módulos monofásicos.

Para cada uma das topologias foram apresentados seus modelos dinâmicos, estratégia *PWM* e estratégia de controle. As estratégias de controle aplicadas nas estruturas apresentadas garantem fator de potência próximo a unidade nas redes monofásica e trifásica; amplitude de tensão e frequência constantes nos terminais da carga; regulação das tensões nos barramentos *CC*; e controle das correntes de circulação quando existirem.

Foram estabelecidas comparações das estruturas série e trifásica com as topologias convencionais à luz dos seguintes critérios: *WTHD* dos sinais de tensão chaveados gerados na entrada e saída dos conversores; níveis de tensão mínimos requeridos nos barramentos *CC*; perdas de alta frequência nos capacitores dos barramentos *CC*; e perdas por condução e chaveamento nas chaves semicondutoras.

As curvas da *WTHD* foram obtidas em função do fator de distribuição de roda livre μ utilizando uma, duas, três, quatro ou seis portadoras *PWM*, dependendo da topologia. Quando apenas uma portadora *PWM* foi utilizada, as topologias série apresentaram valores de distorção harmônica semelhantes aos valores das topologias convencionais monofásicas. Usando duas, três, quatro ou seis portadoras *PWM*, foi possível obter melhores valores da *WTHD* das tensões geradas na entrada e na saída dos conversores monofásicos. Para a topologia trifásica, a utilização de um portadora *PWM* foi eficiente com respeito à redução do valor da *WTHD* (Tabelas 9.1 a 9.4).

Em relação às perdas de alta frequência nos capacitores do barramento *CC*, também foram mostrados resultados para diferentes valores de μ utilizando uma, duas, três, quatro ou seis portadoras *PWM*, dependendo da topologia. As perdas de alta frequência estão diretamente relacionadas com a corrente *RMS* dos capacitores (Tabela 9.6).

Quanto às perdas nos semicondutores, os resultados foram adquiridos utilizando diferentes

valores de μ . As topologias monofásicas série e trifásica apresentaram maiores perdas por condução que as topologias convencionais. Os níveis de corrente são os mesmos em todas as topologias, porém nas topologias monofásicas série e trifásica há uma quantidade maior de chaves semicondutoras que nas topologias convencionais. Com os mesmos níveis de correntes passando por um número maior de chaves semicondutoras, as perdas por condução aumentam. As perdas por chaveamento dependem tanto da corrente quanto da tensão, nas topologias série monofásicas e na topologia trifásica, os níveis de tensão dos barramentos *CC* são menores que nas topologias convencionais. Dessa maneira, apesar de as perdas por chaveamento dependerem também das correntes, existem casos em que as topologias série têm ganhos em relação às convencionais (Tabela 9.8).

Em termos gerais, comparativamente aos conversores convencionais, o estudo mostrou que a conexão de conversores em série apresenta as seguintes desvantagens e vantagens:

Desvantagens:

1. aumento do número de componentes;
2. aumento do número de elementos indutivos para a conexão entre os conversores;
3. aumento das perdas totais do conversor para operação com a mesma frequência do conversor convencional;
4. aumento do valor e do número dos capacitores à medida que módulos vão sendo inseridos em série.

Vantagens:

1. redução da tensão de barramento *CC*;
2. redução dos harmônicos gerados pelo conversor ou redução da frequência de chaveamento;
3. redução dos valores nominais de tensão e potência das chaves semicondutoras;
4. redução das perdas por chave semicondutoras.

9.1.1 Desempenho das Topologias Apresentadas

Neste trabalho foram analisadas cinco topologias monofásica série em comparação com duas topologias monofásicas convencionais. É necessário comparar os dados obtidos utilizando todos os critérios a fim de estabelecer conclusões gerais a respeito da utilização das topologias série. Como foi estudada apenas uma topologia trifásica com comparações estabelecidas com uma trifásica convencional, para esta topologia as análises já estão presentes no Capítulo 8.

Nas Tabelas 9.1 a 9.4 estão os valores das *WTHDs* das tensões de entrada e saída dos conversores monofásicos série.

As topologias que possuem módulos de conversores de três braços, têm seus valores das *WTHDs* comparados com os valores da *WTHD* da topologia convencional de três braços, M3. Os valores mostrados nas Tabelas 9.1 e 9.3 estão normalizados pelo valor da *WTHD* da topologia M3.

Analogamente, a topologia constituída apenas de módulos de conversores com quatro braços, tem seus valores das *WTHDs* comparados com os valores da *WTHD* da topologia convencional de quatro braços, M4. Os valores mostrados nas Tabelas 9.2 e 9.4 estão normalizados pelo valor da *WTHD* da topologia M4.

Tabela 9.1: *WTHDs* da tensão de entrada das topologias série com módulos de três braços com relação à tensão de entrada da topologia convencional de três braços, M3.

<i>WTHD</i>	M3	M33	M34	M334	M344
$1P - \mu = 0,5$	1,00	0,98	1,00	0,99	0,99
$2P - \mu = 0$	–	0,64	0,59	0,80	0,80
$3P - \mu = 0,5$	–	–	–	0,29	0,25
$4P - \mu = 0,5$	–	0,38	0,33	–	–
$6P - \mu = 0$	–	–	–	0,39	0,37

Tabela 9.2: *WTHDs* da tensão de entrada das topologias série com módulos de quatro braços com relação à tensão de entrada topologia convencional de quatro braços, M4.

<i>WTHD</i>	M4	M44
$1P - \mu = 0,5$	1,00	1,00
$2P - \mu = 0$	–	0,57
$4P - \mu = 0,5$	–	0,32

Os melhores casos, analisando os valores das *WTHDs* da tensão de entrada dos conversores monofásicos série, ocorrem com a utilização de quatro portadoras *PWM* com $\mu = 0,5$ nos conversores com dois módulos em série; e com a utilização de três portadoras *PWM* com $\mu = 0,5$ nos conversores com três módulos em série.

Tabela 9.3: *WTHDs* das tensões de saída das topologias série com módulos de três braços com relação a topologia convencional de três braços, M3.

<i>WTHD</i>	M3	M33	M34	M334	M344
$1P - \mu = 0,5$	1,00	1,00	1,00	1,00	1,00
$2P - \mu = 0$	–	0,57	0,54	0,80	0,80
$3P - \mu = 0,5$	–	–	–	0,15	0,12
$4P - \mu = 0,5$	–	0,28	0,27	–	–
$6P - \mu = 0$	–	–	–	0,29	0,27

Os melhores casos, analisando os valores das *WTHDs* da tensão de saída dos conversores monofásicos série, ocorrem nas mesmas condições dos casos apresentados para as tensões de entrada.

Tabela 9.4: *WTHD*s das tensões de saída das topologias série com módulos de quatro braços com relação a topologia convencional de quatro braços, M4.

<i>WTHD</i>	M4	M44
1P - $\mu = 0,5$	1,00	1,00
2P - $\mu = 0$	–	0,57
4P - $\mu = 0,5$	–	0,26

Olhando apenas para os menores valores de *WTHD* de cada topologia, quanto maior o número de braços dos conversores, menor foi o valor da *WTHD* das tensões de entrada e saída dos conversores. Nos conversores com dois módulos em série, por exemplo, os menores valores de *WTHD* são bastante próximo, nesses casos, a análise de outros critérios é essencial no momento de escolher qual conversor utilizar.

Na Tabela 9.5 estão mostradas as perdas nos capacitores do barramento *CC* das topologias convencionais. Na Tabela 9.6 estão mostradas as perdas nos capacitores do barramento *CC* das topologias monofásicas série. Os resultados foram normalizados em relação ao valor de perdas da topologia convencional M3.

Tabela 9.5: Valores normalizados das perdas de potência de alta frequência dos capacitores dos barramentos *CC* das topologias convencionais e monofásicas série.

$P_{c,loss}^{hf}$	M3	M4
1P- $\mu = 0,5$	1,00	0,92

Tabela 9.6: Valores normalizados das perdas de potência de alta frequência dos capacitores dos barramentos *CC* das topologias convencionais e monofásicas série.

$P_{c,loss}^{hf}$	M33	M34	M44	M334	M344
1P- $\mu = 0,5$	1,00	1,01	1,03	1,12	1,12
2P- $\mu = 0$	1,06	1,02	1,17	1,19	1,15
3P- $\mu = 0,5$	–	–	–	1,07	1,04
4P- $\mu = 0,5$	1,93	1,93	1,97	–	–
6P- $\mu = 0$	–	–	–	1,28	1,22

Os melhores casos ocorrem quando uma portadora *PWM* é utilizada, nos conversores com dois módulos em série; e quando três portadoras *PWM* são utilizadas, nos conversores com três módulos em série.

As perdas nos semicondutores foram avaliadas. Os valores obtidos das perdas por condução das topologias monofásicas série estão mostrados na Tabela 9.7. Os valores das perdas por chaveamento estão mostrados na Tabela 9.8. Em ambas as tabelas, os resultados foram obtidos para $\mu = 0$ e $\mu = 0,5$ e estão normalizados pelos valores das perdas da topologia monofásica série M4.

Analisando as perdas por condução, observa-se que são semelhantes com $\mu = 0$ e $\mu = 0,5$, além disso, crescem aproximadamente de maneira proporcional ao número de braços que o conversor possui.

Tabela 9.7: Valores normalizados das perdas por condução das topologias convencionais e monofásicas série.

P_{cd}	M3	M4	M33	M34	M44	M334	M344
$\mu = 0$	0,62	1,00	1,24	1,63	2,02	2,23	2,65
$\mu = 0,5$	0,62	1,00	1,24	1,63	2,02	2,24	2,67

Tabela 9.8: Valores normalizados das perdas por chaveamento das topologias convencionais e monofásicas série.

P_{ch}	M3	M4	M33	M34	M44	M334	M344
$\mu = 0$	0,48	0,50	0,46	0,61	0,65	0,54	0,65
$\mu = 0,5$	0,68	1,00	0,64	0,81	0,97	0,73	0,85

As perdas por chaveamento são sempre menores com relação à M4 quando $\mu = 0,5$. Já com $\mu = 0$, as topologias série apresentam maiores perdas em relação à M4, exceto a topologia M33 que constitui o melhor caso. Como esperado, quando $\mu = 0$ as perdas por chaveamento são menores em relação a $\mu = 0,5$, pois em $\mu = 0$ algumas chaves operam em determinados momentos com frequência de chaveamento nula.

De maneira geral, nos conversores com dois módulos em série, os menores valores de *WTHD* ocorrem quando quatro portadoras *PWM* ($\mu = 0,5$) são utilizadas, porém, nesse cenário as perdas no barramento capacitivo quase dobram de valor. Dessa forma, caso não haja restrição aos valores de *WTHD*, a utilização de duas portadoras *PWM* ($\mu = 0$) seria mais recomendada, já que as perdas no barramento capacitivo não são tão maiores quanto no primeiro caso. Em $\mu = 0$, as perdas nos semicondutores também representam o melhor caso.

Nos conversores com três módulos conectados em série, a utilização de três portadoras *PWM* ($\mu = 0,5$) corresponde a ótimos valores de *WTHD* e perfil de perdas no barramento capacitivo. Quanto às perdas nos semicondutores, com $\mu = 0,5$ tem-se maiores valores de perdas, mas não são casos totalmente descartáveis.

O direcionamento que o projetista pode adotar para realizar a escolha de qual topologia utilizar e qual técnica de controle aplicar, deve levar em consideração as necessidades de cada aplicação. Por exemplo, uma vez que valores máximos de *WTHD* são especificados por norma, um objetivo imediato é o de atingir esse valor. A partir de então, as outras características como menores perdas nos capacitores do barramento *CC* ou perdas nos semicondutores podem ser investigadas.

9.2 Trabalhos Futuros

Esse trabalho de dissertação de mestrado apresenta alguns estudos que poderão ser aprofundados, tais como:

1. Estudo do comportamento das curvas de *WTHD* para valores diferentes de tensão na entrada e na saída do sistema;
2. Aplicação de técnicas de controle robustas para os transitórios de carga do sistema conversor;

3. Estudo da utilização de outras configurações de múltiplas portadoras *PWM*;
4. Caracterização das perdas nos capacitores dos barramentos *CC* e nas chaves semicondutoras dos conversores em série para operação do conversor com valores menores de frequência de chaveamento;
5. Estudo de métodos mais aprimorados para diminuir as perdas nos barramentos *CC*;
6. Estudo das perdas por chaveamento e condução utilizando modelos de diferentes chaves semicondutoras;
7. Apresentação de outras topologias com conexão série com ganhos sobre a utilização das topologias convencionais;
8. Estudo dos limites em termos de custo para a inserção de módulos de conversores em série;

Apêndice A

Tabelas

Neste trabalho, as simulações foram realizadas de duas maneiras: (1) em Malha aberta, utilizando os parâmetros no sistema por unidade (pu) no programa MATLAB, (2) em Malha fechada, utilizando os parâmetros no sistema internacional (SI) no programa PSIM. Para cada topologia série, é mostrada uma tabela onde estão descritos os parâmetros utilizados na realização das simulações.

Tabela A.1: Parâmetros em pu utilizados em simulação das topologias M3 e M4.

<i>Parâmetros</i>	<i>Valor</i>
Tensão da rede E_g	1pu
Tensão da carga V_l	1pu
Corrente da carga I_l	1pu
Impedância indutiva do filtro de saída z_f	0,01 + j0,1pu
Impedância indutiva da entrada z_g	0,01 + j0,1pu
Fator de potência da carga $\cos(\phi)$	0,8
Tensão do barramento CC v_c	1pu
Frequência de chaveamento f_{ch}	10kHz

Tabela A.2: Parâmetros utilizados em simulação no PSIM das topologias M3 e M4.

<i>Parâmetros</i>	<i>Valor</i>
Tensão da rede E_g	220V (rms)
Tensão da carga V_l	220V (rms)
Potência da carga S_l	2kVA
Fator de potência da carga $\cos(\phi)$	0,8
Impedância indutiva do filtro de saída $r_f + j\omega_g l_f$	0,1936 + j\omega_g 3,85 \cdot 10^{-3} \Omega
Impedância indutiva da entrada $r_g + j\omega_g l_g$	0,1936 + j\omega_g 3,85 \cdot 10^{-3} \Omega
Impedância capacitiva do filtro de saída $r_{cf} + \frac{1}{j\omega_g c_f}$	10 + \frac{1}{j\omega_g 10 \cdot 10^{-6}} \Omega
Tensão do barramento CC v_c	(1,1) \cdot 220\sqrt{2}V
Capacitância C	1100\mu F
Frequência de chaveamento f_{ch}	10kHz

Tabela A.3: Parâmetros em pu utilizados em simulação da topologia M33.

<i>Parâmetros</i>	<i>Valor</i>
Tensão da rede E_g	$1pu$
Tensão da carga V_l	$1pu$
Corrente da carga I_l	$1pu$
Impedância indutiva do filtro de saída z_f	$0,01 + j0,1pu$
Impedância indutiva da entrada z_g	$0,01 + j0,1pu$
Fator de potência da carga $\cos(\phi)$	$0,8$
Tensão do barramento $CC v_{c1} = v_{c2}$	$0,5pu$
Frequência de chaveamento f_{ch}	$10kHz$

Tabela A.4: Parâmetros utilizados em simulação no PSIM da topologia M33

<i>Parâmetros</i>	<i>Valor</i>
Tensão da rede E_g	$220V (rms)$
Tensão da carga V_l	$220V (rms)$
Potência da carga S_l	$2kVA$
Fator de potência da carga $\cos(\phi)$	$0,8$
Impedância indutiva do filtro de saída $r_f + jw_g l_f$	$0,1936 + jw_g 3,85 \cdot 10^{-3} \Omega$
Impedância indutiva da entrada $r_g + jw_g l_g$	$0,1936 + jw_g 3,85 \cdot 10^{-3} \Omega$
Impedância capacitiva do filtro de saída $r_{cf} + \frac{1}{jw_g c_f}$	$10 + \frac{1}{jw_g 10 \cdot 10^{-6}} \Omega$
Tensão do barramento $CC v_{c1} = v_{c2}$	$(1,1) \cdot 110\sqrt{2}V$
Capacitâncias $C_1 = C_2$	2200μ
Frequência de chaveamento f_{ch}	$10kHz$

Tabela A.5: Parâmetros em pu utilizados em simulação das topologias M34 e M44.

<i>Parâmetros</i>	<i>Valor</i>
Tensão da rede E_g	$1pu$
Tensão da carga V_l	$1pu$
Corrente da carga I_l	$1pu$
Impedância indutiva do filtro de saída z_f	$0,01 + j0,1pu$
Impedância indutiva da entrada z_g	$0,005 + j0,05pu$
Impedância indutiva entre os conversores 1 e 2 z_{g12}	$0,005 + j0,05pu$
Fator de potência da carga $\cos(\phi)$	$0,8$
Tensão do barramento $CC v_{c1} = v_{c2}$	$0,5pu$
Frequência de chaveamento f_{ch}	$10kHz$

Tabela A.6: Parâmetros utilizados em simulação no PSIM das topologias M34 e M44

<i>Parâmetros</i>	<i>Valor</i>
Tensão da rede E_g	220V (<i>rms</i>)
Tensão da carga V_l	220V (<i>rms</i>)
Potência da carga S_l	2kVA
Fator de potência da carga $\cos(\phi)$	0,8
Impedância indutiva do filtro de saída $r_f + jw_g l_f$	$0,1936 + jw_g 3,85 \cdot 10^{-3} \Omega$
Impedância indutiva da entrada $r_g + jw_g l_g$	$0,0968 + jw_g 1,925 \cdot 10^{-3} \Omega$
Impedância indutiva entre os conversores 1 e 2 $r_{g12} + jw_g l_{g12}$	$0,0968 + jw_g 1,925 \cdot 10^{-3} \Omega$
Impedância capacitiva do filtro de saída $r_{cf} + \frac{1}{jw_g c_f}$	$10 + \frac{1}{jw_g 10 \cdot 10^{-6}} \Omega$
Tensão do barramento CC $v_{c1} = v_{c2}$	$(1,1) \cdot 110\sqrt{2}V$
Capacitâncias $C_1 = C_2$	2200 μ
Frequência de chaveamento f_{ch}	10kHz

Tabela A.7: Parâmetros em pu utilizados em simulação da topologia M334.

<i>Parâmetros</i>	<i>Valor</i>
Tensão da rede E_g	1pu
Tensão da carga V_l	1pu
Corrente da carga I_l	1pu
Impedância indutiva do filtro de saída z_f	$0,01 + j0,1pu$
Impedância indutiva da entrada z_g	$0,005 + j0,05pu$
Impedância indutiva entre os conversores 2 e 3 z_{g12}	$0,005 + j0,05pu$
Fator de potência da carga $\cos(\phi)$	0,8
Tensão do barramento CC $v_{c1} = v_{c2} = v_{c3}$	0,3333pu
Frequência de chaveamento f_{ch}	10kHz

Tabela A.8: Parâmetros utilizados em simulação no PSIM da topologia M334

<i>Parâmetros</i>	<i>Valor</i>
Tensão da rede E_g	220V (<i>rms</i>)
Tensão da carga V_l	220V (<i>rms</i>)
Potência da carga S_l	2kVA
Fator de potência da carga $\cos(\phi)$	0,8
Impedância indutiva do filtro de saída $r_f + jw_g l_f$	$0,1936 + jw_g 3,85 \cdot 10^{-3} \Omega$
Impedância indutiva da entrada $r_g + jw_g l_g$	$0,0968 + jw_g 1,925 \cdot 10^{-3} \Omega$
Impedância indutiva entre os conversores 2 e 3 $r_{g12} + jw_g l_{g12}$	$0,0968 + jw_g 1,925 \cdot 10^{-3} \Omega$
Impedância capacitiva do filtro de saída $r_{cf} + \frac{1}{jw_g c_f}$	$10 + \frac{1}{jw_g 10 \cdot 10^{-6}} \Omega$
Tensão do barramento CC $v_{c1} = v_{c2} = v_{c3}$	$(1,1) \cdot 73,3333\sqrt{2}V$
Capacitâncias $C_1 = C_2 = C_3$	3300 μ
Frequência de chaveamento f_{ch}	10kHz

Tabela A.9: Parâmetros em pu utilizados em simulação da topologia M344.

<i>Parâmetros</i>	<i>Valor</i>
Tensão da rede E_g	$1pu$
Tensão da carga V_l	$1pu$
Corrente da carga I_l	$1pu$
Impedância indutiva do filtro de saída z_f	$0,01 + j0,1pu$
Impedância indutiva da entrada z_g	$0,0033 + j0,0333pu$
Impedância indutiva entre os conversores 1 e 2 z_{g12}	$0,0033 + j0,0333pu$
Impedância indutiva entre os conversores 2 e 3 z_{g23}	$0,0033 + j0,0333pu$
Fator de potência da carga $\cos(\phi)$	$0,8$
Tensão do barramento $CC v_{c1} = v_{c2} = v_{c3}$	$0,3333pu$
Frequência de chaveamento f_{ch}	$10kHz$

Tabela A.10: Parâmetros utilizados em simulação no PSIM da topologia M344

<i>Parâmetros</i>	<i>Valor</i>
Tensão da rede E_g	$220V (rms)$
Tensão da carga V_l	$220V (rms)$
Potência da carga S_l	$2kVA$
Fator de potência da carga $\cos(\phi)$	$0,8$
Impedância indutiva do filtro de saída $r_f + jw_g l_f$	$0,1936 + jw_g 3,85 \cdot 10^{-3} \Omega$
Impedância indutiva da entrada $r_g + jw_g l_g$	$0,0645 + jw_g 1,283 \cdot 10^{-3} \Omega$
Impedância indutiva entre os conversores 1 e 2 $r_{g12} + jw_g l_{g12}$	$0,0645 + jw_g 1,283 \cdot 10^{-3} \Omega$
Impedância indutiva entre os conversores 2 e 3 $r_{g23} + jw_g l_{g23}$	$0,0645 + jw_g 1,283 \cdot 10^{-3} \Omega$
Impedância capacitiva do filtro de saída $r_{cf} + \frac{1}{jw_g c_f}$	$10 + \frac{1}{jw_g 10 \cdot 10^{-6}} \Omega$
Tensão do barramento $CC v_{c1} = v_{c2} = v_{c3}$	$(1,1) \cdot 73,3333 \sqrt{2} V$
Capacitâncias $C_1 = C_2 = C_3$	3300μ
Frequência de chaveamento f_{ch}	$10kHz$

Tabela A.11: Parâmetros em pu utilizados em simulação da topologia T6

<i>Parâmetros</i>	<i>Valor</i>
Tensão da rede E_g	$1pu$
Tensão da carga V_l	$1pu$
Corrente da carga I_l	$1pu$
Impedância indutiva do filtro de saída z_f	$0,01 + j0,1pu$
Impedância indutiva da entrada z_1	$0,01 + j0,1pu$
Fator de potência da carga $\cos(\phi)$	$0,8$
Tensão do barramento $CC v_c$	$1,73pu$
Frequência de chaveamento f_{ch}	$10kHz$

Tabela A.12: Parâmetros utilizados em simulação no PSIM da topologia T6

<i>Parâmetros</i>	<i>Valor</i>
Tensão da rede E_g	220V (<i>rms</i>)
Tensão da carga V_l	220V (<i>rms</i>)
Potência da carga trifásica S_l	6kVA
Fator de potência da carga $\cos(\phi)$	0,8
Impedância indutiva do filtro de saída $r_f + j\omega_g l_f$	$0,1936 + j\omega_g 3,85 \cdot 10^{-3} \Omega$
Impedância capacitiva do filtro $r_{cf} + \frac{1}{j\omega_g c_f}$	$10 + \frac{1}{j\omega_g 10 \cdot 10^{-6}} \Omega$
Tensão do barramento CC v_c	$(1,1)(1,73)220\sqrt{2}V$
Capacitância C	2200 μ
Frequência de chaveamento f_{ch}	10kHz

Tabela A.13: Parâmetros em pu utilizados em simulação da topologia T333

<i>Parâmetros</i>	<i>Valor</i>
Tensão da rede E_g	1pu
Tensão da carga V_l	1pu
Corrente da carga I_l	1pu
Impedância indutiva do filtro de saída z_f	$0,01 + j0,1pu$
Impedância indutiva da entrada z_1	$0,01 + j0,1pu$
Fator de potência da carga $\cos(\phi)$	0,8
Tensão do barramento CC v_{c1}	1pu
Frequência de chaveamento f_{ch}	10kHz

Tabela A.14: Parâmetros utilizados em simulação no PSIM da topologia T333

<i>Parâmetros</i>	<i>Valor</i>
Tensão da rede E_g	220V (<i>rms</i>)
Tensão da carga V_l	220V (<i>rms</i>)
Potência da carga trifásica S_l	6kVA
Fator de potência da carga $\cos(\phi)$	0,8
Impedância indutiva do filtro de saída $r_f + j\omega_g l_f$	$0,1936 + j\omega_g 3,85 \cdot 10^{-3} \Omega$
Impedância capacitiva do filtro $r_{cf} + \frac{1}{j\omega_g c_f}$	$10 + \frac{1}{j\omega_g 10 \cdot 10^{-6}} \Omega$
Tensão do barramento CC $v_{c1} = v_{c2} = v_{c3}$	$(1,1) \cdot 220\sqrt{2}V$
Capacitâncias $C_1 = C_2 = C_3$	2200 μ
Frequência de chaveamento f_{ch}	10kHz

Apêndice B

Generalização do Conversor Monofásico

B.1 Introdução

Os sistemas monofásicos apresentados neste trabalho possuem conversores com três e quatro braços. Pode-se observar que todas as configurações monofásicas apresentadas podem ser ilustradas de maneira generalizada por um sistema com N conversores de quatro braços conectados em série. Os sistemas propostos são obtidos a partir de reduções do sistema generalizado, reduções estas que podem se caracterizar tanto por um menor número de conversores de quatro braços, quanto por conversores com menor número de braços.

B.2 Modelo do Sistema

Na Figura B.1 é mostrado o sistema monofásico generalizado com N conversores de quatro braços conectados em série. Com base nas topologias anteriores, pode-se mostrar as equações do modelo.

A partir da Figura B.1, pode-se escrever as seguintes equações

$$e_g = (r_g + pl_g)i_g + \sum_{j=1}^N (r_{j-1j} + pl_{j-1j})i_g - \sum_{j=1}^N (r_{j-1j} + pl_{j-1j})i_{oj-1} + \sum_{j=1}^N v_{gj} \quad (\text{B.1})$$

$$v_l = \sum_{j=1}^N v_{lj} \quad (\text{B.2})$$

$$\begin{aligned} v_{oj} &= e_g - v_l - (r_g + pl_g)i_g + (r_{jj+1} + pl_{jj+1})i_{oj} \\ &= v_{1ac} + v_{jbd} - v_{j+1ac} - v_{Nbd} \end{aligned} \quad (\text{B.3})$$

onde o índice j é um número inteiro positivo; o índice N corresponde ao número de conversores conectados em série; o índice g está relacionado com os parâmetros de entrada; os símbolos r e l são usados, respectivamente, para as resistências e indutâncias; $p = d/dt$; i_g é a corrente da rede monofásica; v_{gj} e v_{lj} são as tensões fornecidas pelos conversores na entrada e na saída, respectivamente; v_{oj} é a tensão de controle da corrente de circulação i_{oj} .

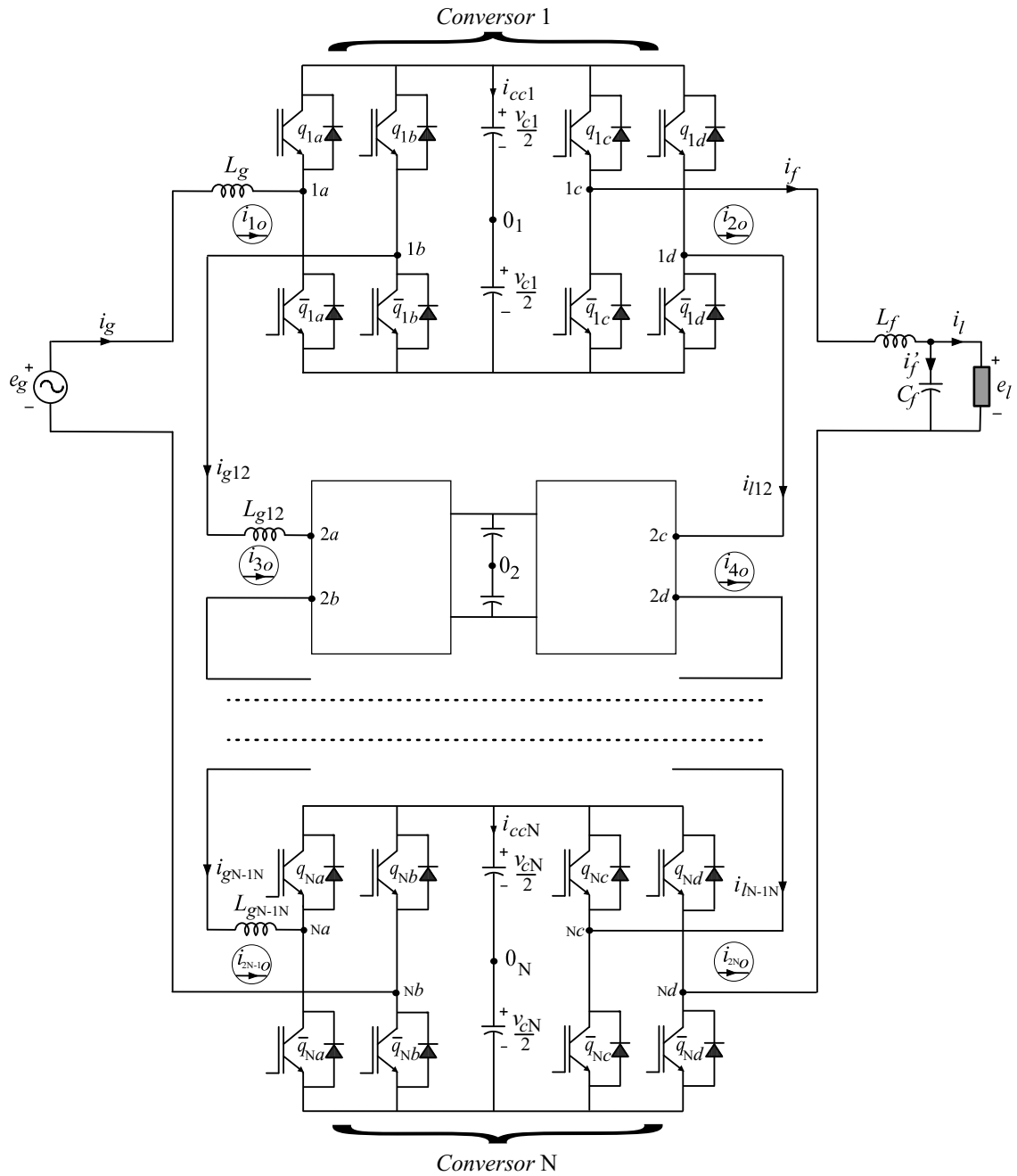


Figura B.1: Diagrama esquemático do conversor monofásico generalizado.

Referências

- [1] MOHAN, N.; UNDERLAND, T. M. e ROBBINS, W. P. (2003) "Power Electronics: Converters, Applications and Design", John Wiley e Sons, INC, United States of America, 3^ª edic..
- [2] BRAGA, H. A. C. e BARBI, I. (2000) "Conversores Estáticos Multiníveis-Uma Revisão", *Controle e Automação*, (01):20–28, Vol.11.
- [3] GARTH, D. R.; MULDOON, W. J. B. G. C. e COSTAGUE, E. N. (1971) "Multi-phase, 2 Kilowatt, High Voltage, Regulated Power Supply", *IEEE Proceedings - Power Conditioning Specialists Conference*, pp. 110–116.
- [4] DING, K.; CHENG, K. W. E.; XUE, X. D.; DIVAKAR, B. P.; WANG, S. X.; XU, C. D. e WANG, D. H. (2009) "A novel single-phase voltage sag restorer with diode-clamped multilevel bridge", In: *PESA'09*, pp. 1–6.
- [5] PENG, F. Z. (2000) "A generalized multilevel inverter topology with self voltage balancing", In: *IAC'00 IEEE*, pp. 2024 –2031, Vol.3.
- [6] LOH, P. C.; HOLMES, D. G.; FUKUTA, Y. e LIPO, T. A. (2003) "Reduced common-mode modulation strategies for cascaded multilevel inverters", *IEEE Transactions Industry Applications*, (5):1386–1395, Vol.39.
- [7] LOH, P. C.; HOLMES, D. G.; FUKUTA, Y. e LIPO, T. A. (2004) "A reduced common mode hysteresis current regulation strategy for multilevel inverters", *IEEE Transactions Power Electronics*, (1):192–200, Vol.19.
- [8] ILHAMI COLAK, ERSAN KABALCI, R. B. e SAGIROGLU, S. (2009) "The Design and Analysis of a 5-Level Cascaded Voltage Source Inverter with Low THD", *IEEE Transactions Power Electronics*, pp. 575–580.
- [9] KOMATSUZAKI, Y. (1994) "Cross current control for parallel operating three phase inverter", In: *PESC'94 IEEE*, pp. 943–950, Vol.2.
- [10] LEDWICH, G. e DOULAI, P. (1995) "Multiple converter performance and active fi ltering", *IEEE Transactions Power Electronics*, (3):273–279, Vol.10.
- [11] DIXON, J. W. e OOI, B. T. (1989) "Series and parallel operation of hysteresis current-controlled PWM rectifi ers", *IEEE Transactions Industry Applications*, (4):644–651, Vol.25.

- [12] ZHANG, D.; WANG, F.; BURGOS, R. e BOROYEVICH, D. (2009) "Common mode circulating current control of interleaved three-phase two-level voltage-source converters with discontinuous space-vector modulation", In: *ECCE'09 IEEE*, pp. 2801–2807.
- [13] ZHANG, D.; WANG, F.; BURGOS, R.; LAI, R. e BOROYEVICH, D. (2008) "Interleaving Impact on AC Passive Components of Paralleled Three-Phase Voltage-Source Converters", In: *IAS'08 IEEE*, pp. 1–7.
- [14] ZHANG, D.; WANG, F.; BURGOS, R.; LAI, R.; THACKER, T. e BOROYEVICH, D. (2008) "Interleaving impact on harmonic current in DC and AC passive components of paralleled three-phase voltage-source converters", In: *APEC'08 IEEE*, pp. 219–225.
- [15] BEECHNER, T. e SUN, J. (2008) "Harmonic cancellation under interleaved PWM with harmonic injection", In: *PESC'08 IEEE*, pp. 1515–1521.
- [16] AMARAL, A. M. R. e CARDOSO, A. (2008) "An Economic Offline Technique for Estimating the Equivalent Circuit of Aluminum Electrolytic Capacitors", *IEEE Transactions Instrumentation and Measurement*, (12):2697–2710, Vol.57.
- [17] HARADA, K.; KATSUKI, A. e FUJIWARA, M. (1993) "Use of ESR for deterioration diagnosis of electrolytic capacitor", *IEEE Transactions Power Electronics*, (4):355–361, Vol.8.
- [18] CHEN, W.-M.; WU, H.-C.; CHOU, M.-W. e LEE, K.-Y. (2008) "Online Failure Prediction of the Electrolytic Capacitor for LC Filter of Switching-Mode Power Converters", *IEEE Transactions Industrial Electronics*, (1):400–406, Vol.55.
- [19] DIAS, J. A. A.; DOS SANTOS, E. C.; JACOBINA, C. B. e DA SILVA, E. R. C. (2009) "Application of single-phase to three-phase converter motor drive systems with IGBT dual module losses reduction", In: *COBEP'09 IEEE*, pp. 1155–1162, Vol.1.
- [20] CAVALCANTI, M. C.; DA SILVA, E. R.; BOROYEVICH, D.; DONG, W. e JACOBINA, C. B. (2003) "A feasible loss model for IGBT in soft-switching inverters", In: *PESC'03 IEEE*, pp. 1845–1850, Vol.3.
- [21] CHANG, J. M.; CHANG, W. N. e CHIANG, S. J. (2006) "Multilevel single-phase rectifier inverter with cascaded connection of two three-arm converters", *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, (5):719–725, Vol.153.
- [22] AKAGI, H. (2001) "Large static converters for industry and utility applications", *IEEE Proceedings*, (6):976–983, Vol.89.
- [23] TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F.; PEDERSEN, J. K.; CENGELCI, E. e ENJETI, P. (2000) "Cascade industrial VSI gives medium voltage-a case study", pp. 5/1–5/4.
- [24] KELLER, C. e TADROS, Y. (1993) "Are paralleled IGBT modules or paralleled IGBT inverters the better choice?", In: *PEA'93*, pp. 1–6, Vol.5.
- [25] RODRIGUEZ, J.; LAI, J.-S. e PENG, F. Z. (2002) "Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications", *IEEE Transactions Industrial Electronics*, (4):724–738, Vol.49.

- [26] NABAE, A.; TAKAHASHI, I. e AKAGI, H. (1981) "A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter", *IEEE Transactions Industry Applications*, (5):518–523, Vol.17.
- [27] CHOI, N. S.; CHO, J. G. e CHO, G. H. (1991) "A general circuit topology of multilevel inverter", pp. 96–103.
- [28] BHAGWAT, P. M. e STEFANOVIC, V. R. (1983) "Generalized Structure of a Multilevel PWM Inverter", *IEEE Transactions Industry Applications*, (6):1057–1069, Vol.19.
- [29] TENCONI, S. M.; CARPITA, M.; BACIGALUPO, C. e CALI, R. (1995) "Multilevel voltage source converters for medium voltage adjustable speed drives", pp. 91–98, Vol.1.
- [30] MEYNARD, T. A. e FOCH, H. (1992) "Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters", pp. 397–403, Vol.1.
- [31] MARCHESONI, M.; MAZZUCHELLI, M. e TENCONI, S. (1990) "A nonconventional power converter for plasma stabilization", *IEEE Transactions Power Electronics*, (2):212–219, Vol.5.
- [32] MANJREKAR, M. D. e LIPO, T. A. (1998) "A generalized structure of multilevel power converter", pp. 62–67, Vol.1.
- [33] MANJREKAR, M. D.; STEIMER, P. K. e LIPO, T. A. (2000) "Hybrid multilevel power conversion system: a competitive solution for high-power applications", *IEEE Transactions Industry Applications*, (3):834–841, Vol.36.
- [34] PENG, F. Z. e LAI, J.-S. (1996) "Dynamic performance and control of a static VAr generator using cascade multilevel inverters", pp. 1009–1015, Vol.2.
- [35] SHAKWEH, Y. e LEWIS, E. A. (1999) "Assessment of medium voltage PWM VSI topologies for multi-megawatt variable speed drive applications", pp. 965–971, Vol.2.
- [36] JACOBINA, C. B.; OLIVEIRA, A. C.; MATIAS, R. R. e QUEIROZ, A. P. D. (2008) "Three-phase series active power filter without DC voltage source", pp. 880–884.
- [37] PING YANG, X.; FENG, F.; DUAN, X.-F. e TIAN, L.-L. (2008) "Research on the control strategy of the transformer-isolated multilevel H-bridges DSTATCOM for three-phase unbalanced load compensation", pp. 1–6.
- [38] SOTO, D. e GREEN, T. (2002) "A comparison of high-power converter topologies for the implementation of FACTS controllers", *IEEE Transactions Industrial Electronics*, (5):1072–1080, Vol.49.
- [39] XU, S.; SONG, Q.; LIU, W. e TONG, L. (2006) "Research on Compensation for Electric Arc Furnace Using Measurement Field Data in Distribution Supply System", pp. 1–6.
- [40] ZHANG, Z. e FAHMI, N. R. (2003) "Modelling and analysis of a cascade 11-level inverters-based SVG with control strategies for electric arc furnace (EAF) application", *IEE Proceedings - Generation, Transmission and Distribution*, (2):217–223, Vol.150.

- [41] FUJITA, H.; TOMINAGA, S. e AKAGI, H. (1996) "Analysis and design of a DC voltage-controlled static VAR compensator using quad-series voltage-source inverters", *IEEE Transactions Industry Applications*, (4):970–978, Vol.32.
- [42] WANG, B.; VENKATARAMANAN, G. e ILLINDALA, M. (2006) "Operation and control of a dynamic voltage restorer using transformer coupled H-bridge converters", *IEEE Transactions Power Electronics*, (4):1053–1061, Vol.21.
- [43] SAEEDIFARD, M.; NIKKHAJOEI, H. e IRAVANI, R. (2007) "A Space Vector Modulated STATCOM Based on a Three-Level Neutral Point Clamped Converter", *IEEE Transactions Power Delivery*, (2):1029–1039, Vol.22.
- [44] LIANG, Y. e NWANKPA, C. O. (1998) "A new type of STATCOM based on cascading voltage source inverters with phase-shifted unipolar SPWM", pp. 1447–1453, Vol.2.
- [45] KONSTANTINOU, G. S.; PULIKANTI, S. R. e AGELIDIS, V. G. (2010) "Harmonic elimination control of a five-level DC-AC cascaded H-bridge hybrid inverter", pp. 352–357.
- [46] BARRENA, J. A.; MARROYO, L.; VIDAL, M. A. R. e APRAIZ, J. R. T. (2008) "Individual Voltage Balancing Strategy for PWM Cascaded H-Bridge Converter-Based STATCOM", *IEEE Transactions Industry Electronics*, (1):21 – 29, Vol. 55.
- [47] VAZQUEZ, S.; LEON, J. I.; CARRASCO, J. M.; FRANQUELO, L. G.; GALVAN, E.; REYES, M.; SANCHEZ, J. A. e DOMINGUEZ, E. (2010) "Analysis of the Power Balance in the Cells of a Multilevel Cascaded H-Bridge Converter", *IEEE Transactions Industrial Electronics*, (7):2287–2296, Vol.57.
- [48] LESKOVAR, S. e MARCHESONI, M. (2005) "Control techniques for DC-link voltage ripples minimization in cascaded multilevel converter structures".
- [49] JACOBINA, C. B.; LIMA, A. M. N.; DA SILVA, E. R. C.; ALVES, R. N. C. e SEIXAS, P. F. (2001) "Digital Scalar Pulse-Width Modulation: A Simple Approach to Introduce Non-Sinusoidal Modulating Waveforms", *IEEE Transactions Power Electronics*, (3):351–359, Vol.16.
- [50] BLASKO, V. (1997) "Analysis of a hybrid PWM based on modified space-vector and triangle-comparison methods", *IEEE Transactions Industry Applications*, (3):756–764, Vol.33.
- [51] JACOBINA, C. B.; CORREA, M. B. R.; PINHEIRO, R. F.; DE SILVA, E. R. C. e LIMA, A. M. N. (1999) "Modeling and control of unbalanced three-phase systems containing PWM converters", In: *IAS'99 IEEE*, pp. 2173–2179, Vol.4.
- [52] JACOBINA, C. B.; CORREA, M. B. R.; PINHEIRO, R. F.; DA SILVA, E. R. C. e LIMA, A. M. N. (2001) "Modeling and control of unbalanced three-phase systems containing PWM converters", *IEEE Transactions Industry Applications*, (6):1807–1816, Vol.37.
- [53] KOLAR, J. W. e ROUND, S. D. (2006) "Analytical calculation of the RMS current stress on the DC-link capacitor of voltage-PWM converter systems", *IEE Proceedings - Electric Power*

Applications, (4):535–543, Vol.153.

- [54] ASIMINOAEI, L.; AELOIZA, E.; ENJETI, P. N. e BLAABJERG, F. (2008) "Shunt Active-Power-Filter Topology Based on Parallel Interleaved Inverters", IEEE Transactions Industrial Electronics, (3):1175–1189, Vol.55.