

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

Sistemas de Conversão de Energia Baseados em  
Conversores Estáticos de Potência Monofásicos do Tipo  
*CA-CC-CA*

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

Ayslan Caisson Norões Maia

Campina Grande - Paraíba

2013

**Sistemas de Conversão de Energia Baseados em  
Conversores Estáticos de Potência Monofásicos do Tipo  
*CA-CC-CA***

**Ayslan Caisson Norões Maia**

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, Dr. Sc., UFPB  
Orientador

Campina Grande - Paraíba, Brasil

©Ayslan Caisson Norões Maia, Fevereiro de 2013



**Sistemas de Conversão de Energia Baseados em  
Conversores Estáticos de Potência Monofásicos do Tipo  
*CA-CC-CA***

**Ayslan Caisson Norões Maia**

*Dissertação de Mestrado apresentada em 20 de Fevereiro de 2013*

Cursino Brandão Jacobina, Dr. Ing., UFCG

Orientador

Isaac Soares de Freitas, Dr. Sc., UFPB

Orientador

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

Componente de Banca

Alexandre Cunha Oliveira, Dr. Sc., UFCG

Componente de Banca

Campina Grande - Paraíba, Brasil, Fevereiro de 2013



*Dedico este trabalho aos meus pais e irmãos pelo apoio, incentivo e confiança. A minha namorada pela força, suporte e compreensão. Aos amigos pelo companheirismo.*

# Agradecimentos

Inicio meus agradecimentos por Deus, pelo dom da vida e por ter colocado pessoas tão especiais ao meu lado, sem as quais certamente não teria chegado até aqui.

Agradeço à minha família por seu insubstituível e incondicional apoio. Em especial aos meus pais, Carlos e Alzira, que sempre acreditaram em mim, e sempre me incentivaram nos momentos difíceis. Aos meus irmãos, Anderson e Arizla, e a meu sobrinho Brenno meu agradecimento especial, pois, a seu modo, sempre se orgulharam de mim e confiaram em meu trabalho. À minha namorada, Suiane, que apesar da distância, sempre se mostrou companheira e ofereceu todo seu carinho.

Ao professor Cursino Brandão Jacobina, pela confiança, paciência, disponibilidade e pelos ensinamentos essenciais para a realização deste trabalho. Ao professor Isaac Soares de Freitas, pela disponibilidade e importante ajuda no processo de formação deste texto.

Aos professores da pós-graduação e graduação do departamento de Engenharia Elétrica da UFCG, especialmente aos que integram o laboratório do LEIAM.

Aos amigos e colegas de profissão, Abinadabe, Álvaro, Alysson, Edgard, Gregory, Ítalo Roger, João Helder, Luciano, Montiê, Nustenil, Pablo, Roberto, Tiago, Victor Felipe, Victor Santiago, Vágner, Vinícius Fonseca e Vinícius Uchoa, pela ajuda e por compartilhar comigo momentos de alegria e tristeza.

Ao meu amigo Antônio de Paula, pelo companheirismo e pela ajuda nas atividades realizadas nesta dissertação.

Por fim, agradeço a todos que de uma forma ou outra contribuíram para a realização deste trabalho.

# Resumo

No que diz respeito a qualidade da energia, os conversores estáticos constituem uma ferramenta bastante utilizada em sistemas de potência. Nesta dissertação são estudadas cinco topologias de conversores do tipo *CA-CC-CA*, duas delas não usam transformador e possuem dois barramentos *CC*; as outras três usam um transformador e apresentam um único barramento *CC*. Um dos conversores estudados já foi mencionado na literatura técnica. Neste trabalho é feita uma abordagem diferente do ponto de vista de seu controle e definição de sua estratégia *PWM*.

Para todas as topologia investigadas 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*, e da tensão fornecida à carga (iv) análise do desempenho dos conversores propostos segundo critérios de distorção harmônica e perdas por condução e chaveamento nas chaves semicondutoras.

Para as topologias que possuem dois barramentos *CC*, é explorada a possibilidade de operação com tensões diferentes nos barramentos em busca de melhorar o desempenho dessas estruturas. Já para as topologias que usam transformador, busca-se otimizar seu desempenho através da escolha apropriada deste componente (escolha da relação de transformação).

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). Com a finalidade de validar os estudos realizados nesse trabalho, foram obtidos resultados de simulações e experimentais.

**Palavras chaves:** Múltiplas Portadoras *PWM*, Perdas em Semicondutores, Distorção Harmônica, Controle do Fator de Potência da rede, Regulação da Tensão de Carga e Regulação da Tensão do Barramento *CC*.

# Abstract

Concerning the power quality, static converters are a tool widely used in power systems. In this dissertation, five topologies of converters AC-DC-AC are studied, two of them do not use transformer and have two DC-links, the other three use a transformer and have a single DC-link. One of the converters studied already was mentioned in the technical literature. This work gives a different approach from the perspective of the control and definition of the PWM strategy.

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; (iv) characterization of the converters based on harmonic distortion of voltages and currents and conduction and switching losses of the semiconductor switches.

For topologies that have two DC-links, is explored the possibility of operation with different voltages in the DC-links in order to improve the performance of these structures. For the topologies that use transformer, the optimization their performance is done through the appropriate choice of this component (choice of transformation ratio).

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 studies performed in this work, results were obtained from simulations and experimental tests.

**Keywords:** Multiple Carriers PWM, Losses in Semiconductor, Harmonic Distortion, Power Factor Control, Load Voltage Regulation and DC-link Voltage Regulation.



# Sumário

<b>1</b>	<b>Introdução Geral</b>	<b>1</b>
1.1	Apresentação do tema . . . . .	1
1.2	Contribuições do Trabalho . . . . .	4
1.3	Revisão Bibliográfica . . . . .	11
1.4	Organização do Trabalho . . . . .	14
<b>2</b>	<b>Conversor <i>CA-CC-CA</i> Convencional</b>	<b>15</b>
2.1	Introdução . . . . .	15
2.2	Modelo do Sistema . . . . .	15
2.3	Estratégia <i>PWM</i> . . . . .	16
2.4	Estratégia de Controle . . . . .	18
2.5	Conclusões . . . . .	20
<b>3</b>	<b>Conversores <i>CA-CC-CA</i> com Dois Barramentos <i>CC</i></b>	<b>21</b>
3.1	Introdução . . . . .	21
3.2	Conversor com Cinco Braços e Dois Barramentos <i>CC</i> - L5D2 . . . . .	21
3.2.1	Modelo do Sistema . . . . .	22
3.2.2	Estratégia <i>PWM</i> . . . . .	23
3.2.3	Estratégia de Controle . . . . .	28
3.3	Conversor com Seis Braços e Dois Barramentos <i>CC</i> - L6D2 . . . . .	30
3.3.1	Modelo do Sistema . . . . .	30
3.3.2	Estratégia <i>PWM</i> . . . . .	32
3.3.3	Estratégia de Controle . . . . .	37
3.4	Conclusões . . . . .	38
<b>4</b>	<b>Conversores <i>CA-CC-CA</i> com Uso de Transformador</b>	<b>39</b>
4.1	Introdução . . . . .	39
4.2	Conversor com Quatro Braços, um Barramento <i>CC</i> e um Transformador Série - L4D1Ts . . . . .	39
4.2.1	Modelo do Sistema . . . . .	39
4.2.2	Estratégia <i>PWM</i> . . . . .	41

4.2.3	Estratégia de Controle . . . . .	43
4.3	Conversor com Cinco Braços, um Barramento <i>CC</i> e um Transformador Paralelo - L5D1Th . . . . .	44
4.3.1	Modelo do Sistema . . . . .	45
4.3.2	Estratégia <i>PWM</i> . . . . .	46
4.3.3	Estratégia de Controle . . . . .	49
4.4	Conversor com Quatro Braços, um Barramento <i>CC</i> e um Transformador Paralelo - L4D1Th . . . . .	50
4.4.1	Modelo do Sistema . . . . .	50
4.4.2	Estratégia <i>PWM</i> . . . . .	52
4.4.3	Estratégia de Controle . . . . .	55
4.5	Conclusões . . . . .	56
<b>5</b>	<b>Análise do Braço Compartilhado e do Barramento <i>CC</i></b>	<b>58</b>
5.1	Introdução . . . . .	58
5.2	Corrente do Braço Compartilhado . . . . .	58
5.3	Tensão do Barramento <i>CC</i> . . . . .	60
5.4	Conclusão . . . . .	65
<b>6</b>	<b>Análise da <i>WTHD</i></b>	<b>66</b>
6.1	Introdução . . . . .	66
6.2	Conversor com Cinco Braços e Dois Barramentos <i>CC</i> - L5D2 . . . . .	67
6.3	Conversor com Seis Braços e Dois Barramentos <i>CC</i> - L6D2 . . . . .	76
6.4	Conversor com Quatro Braços, um Barramento <i>CC</i> e um Transformador Série - L4D1Ts . . . . .	85
6.5	Conversor com Cinco Braços, um Barramento <i>CC</i> e um Transformador Paralelo - L5D1Th . . . . .	88
6.6	Conversor com Quatro Braços, um Barramento <i>CC</i> e um Transformador Paralelo - L4D1Th . . . . .	92
6.7	Comparação entre as Topologias . . . . .	95
6.8	Conclusões . . . . .	97
<b>7</b>	<b>Análise de Perdas nos Semicondutores</b>	<b>98</b>
7.1	Introdução . . . . .	98
7.2	Método de Cálculo das Perdas . . . . .	99
7.3	Conversores com Dois Barramentos <i>CC</i> . . . . .	99
7.4	Conversores com Uso de Transformador . . . . .	102
7.5	Conclusões . . . . .	104

<b>8</b>	<b>Resultados de Simulações e Experimentais</b>	<b>105</b>
8.1	Introdução . . . . .	105
8.2	Resultados de Simulações . . . . .	105
8.2.1	Conversor com Cinco Braços e Dois Barramentos <i>CC</i> - L5D2 . . . .	105
8.2.2	Conversor com Seis Braços e Dois Barramentos <i>CC</i> - L6D2 . . . .	108
8.2.3	Conversor com Quatro Braços, um Barramento <i>CC</i> e um Transformador Série - L4D1Ts . . . . .	110
8.2.4	Conversor com Cinco Braços, um Barramento <i>CC</i> e um Transformador Paralelo - L5D1Th . . . . .	112
8.2.5	Conversor com Quatro Braços, um Barramento <i>CC</i> e um Transformador Paralelo - L4D1Th . . . . .	113
8.3	Resultados Experimentais . . . . .	114
8.3.1	Conversor Convencional - L3D1 . . . . .	114
8.3.2	Conversor com Cinco Braços e Dois Barramentos <i>CC</i> - L5D2 . . . .	116
8.3.2.1	Carga RL . . . . .	116
8.3.2.2	Carga Não-Linear . . . . .	122
8.3.3	Conversor com Seis Braços e Dois Barramentos <i>CC</i> - L6D2 . . . .	123
8.3.3.1	Carga RL . . . . .	123
8.3.3.2	Carga Não-Linear . . . . .	129
8.4	Conclusões . . . . .	130
<b>9</b>	<b>Conclusões Gerais e Trabalhos Futuros</b>	<b>131</b>
9.1	Conclusões Gerais . . . . .	131
9.2	Trabalhos Futuros . . . . .	133

# Nomenclature

1P : Uma portadora PWM;

2P-180° : Duas portadoras PWM com defasagem de 180° entre elas;

2P-90° : Duas portadoras PWM com defasagem de 90° entre elas;

4P-90 : Quatro portadoras PWM com defasagem de 90° entre elas;

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;

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

L3D1 : Converter Three Legs and One DC Link (Conversor de Três Braços e Um Barramento CC);

L4D1Th : Converter Four Legs, One DC Link and One Shunt Transformer (Conversor de Quatro Braços, Um Barramento CC e Um Transformador Paralelo);

L4D1Ts : Converter Four Legs, One DC Link and One Series Transformer (Conversor de Quatro Braços, Um Barramento CC e Um Transformador Série);

L5D1Th : Converter Five Legs, One DC Link and One Shunt Transformer (Conversor de Cinco Braços, Um Barramento CC e Um Transformador Paralelo);

L5D2 : Converter Five Legs and Two DC Links (Conversor de Cinco Braços e Dois Barramentos CC);

L6D2 : Converter Six Legs and Two DC Links (Conversor de Seis Braços e Dois Barramentos CC);

PI : Proporcional e Integral;

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

pu : por unidade;

PWM : Pulse Width Modulation (Modulação por Largura de Pulso);

RMS : Root Mean Square (Raíz Média Quadrática);

SCR : Silicon Controlled Rectifier (Retificador Controlado de Silício);

SI : Sistema Internacional;

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

$*$  : Designa, no sistema de controle, uma variável de referência.

$a$  e  $b$  : Subíndices das variáveis de estado do controlador de dupla sequência.

$l$  : Subíndice indicativo de grandeza da carga.

$g$  : Subíndice indicativo de grandeza da fonte.

$h$  : Subíndice indicativo de grandeza do braço compartilhado.

1 : Subíndice indicativo de grandeza do conversor 1.

2 : Subíndice indicativo de grandeza do conversor 2.

$C_f$  : Capacitor do filtro da carga monofásica.

$dv/dt$  : Derivada da tensão em relação ao tempo.

$e_g$  : Tensão da rede elétrica monofásica.

$e_l$  : Tensão da carga monofásica.

$e_l^*$  : Tensão de referência da tensão da carga monofásica.

$\varepsilon_j$  : Erro do sinal inserido no controlador de dupla sequência.

$\epsilon$  : Erro de corrente ou erro de tensão do controlador PI de dupla sequência.

$GEN - i_g$  : Gerador da corrente instantânea  $i_g$  da rede monofásica.

$GEN - e_l$  : Gerador da tensão instantânea  $e_l$  da carga monofásica.

$i_c$  : Corrente do capacitor do barramento  $CC$  das topologias com um barramento  $CC$ .

$i_{c1}$  : Corrente do capacitor do barramento  $CC$  do conversor 1.

$i_{c2}$  : Corrente do capacitor do barramento  $CC$  do conversor 2.

$i_{cl}$  : Corrente instantânea no coletor.

$i_f$  : Corrente do filtro da carga.

$i_f'$  : Corrente do capacitor do filtro da carga.

$i_g$  : Corrente da rede monofásica.

- $i_g^*$  : Corrente de referência da rede monofásica.
- $I_g^*$  : Amplitude da corrente de referência da rede monofásica e trifásica.
- $i_h$  : Corrente no braço compartilhado.
- $i_l$  : Corrente da carga monofásica.
- $k_i$  : Ganho integral.
- $k_p$  : Ganho proporcional.
- $l_f$  : Indutância do filtro da carga.
- $L_f$  : Indutor do filtro da carga monofásica.
- $l_g$  : Indutância do filtro indutivo de entrada.
- $L_g$  : Indutor do filtro de entrada.
- $n$  : Relação de transformação dos transformadores.
- $p$  : Operador correspondente à derivada temporal,  $d/dt$ .
- $px_i$  : Derivadas temporais das variáveis de estado do controlador de dupla sequência, com  $i = a, b$ .
- $P_{cd}$  : Perdas por condução.
- $P_{ch}$  : Perdas por chaveamento.
- $q_k$  : Chaves de potência do conversor convencional L3D1, com  $k = g; h; l$ .
- $\bar{q}_k$  : Chaves de potência do conversor convencional L3D1, com  $k = g; h; l$ .
- $q_{sm}, q_{hm}$  : Chaves de potência do conversor L4D1Ts, com  $m = 1; 2$ .
- $\bar{q}_{sm}, \bar{q}_{hm}$  : Chaves de potência do conversor L4D1Ts, com  $m = 1; 2$ .
- $q_k, q_{h1}$  : Chaves de potência do conversor L4D1Th, com  $k = g; h; l$ .
- $\bar{q}_k, \bar{q}_{h1}$  : Chaves de potência do conversor L4D1Th, com  $k = g; h; l$ .
- $q_k, q_{hm}$  : Chaves de potência dos conversores L5D2 e L5D1Th, com  $k = g; h; l$  e  $m = 1; 2$ .
- $\bar{q}_k, \bar{q}_{hm}$  : Chaves de potência dos conversores L5D2 e L5D1Th, com  $k = g; h; l$  e  $m = 1; 2$ .
- $q_{km}$  : Chaves de potência do conversor L6D2, com  $k = g; h; l$  e  $m = 1; 2$ .
- $\bar{q}_{km}$  : Chaves de potência do conversor L6D2, com  $k = g; h; l$  e  $m = 1; 2$ .
- $R_c$  : Controlador PI da tensão do barramento  $CC$  das topologias com um barramento  $CC$ .
- $R_{c2}$  : Controlador PI da tensão do barramento  $CC$  do conversor 2.

- $R_{ct}$  : Controlador PI da tensão total dos barramentos  $CC$ .
- $R_g$  : Controlador de dupla sequência da corrente da rede monofásica.
- $R_l$  : Controlador de dupla sequência da tensão da carga monofásica.
- $r_g$  : Resistências do filtro indutivo de entrada.
- $r_f$  : Resistências do filtro da carga monofásica.
- $T_j$  : Temperatura de junção do IGBT.
- $v_c$  : Tensão do capacitor do barramento  $CC$  das topologias com um barramento  $CC$ .
- $v_c^*$  : Tensão de referência do capacitor do barramento  $CC$  das topologias com um barramento  $CC$ .
- $v_{c1}$  : Tensão do capacitor do barramento  $CC$  do conversor 1.
- $v_{c1}^*$  : Tensão de referência do capacitor do barramento  $CC$  do conversor 1.
- $v_{c2}$  : Tensão do capacitor do barramento  $CC$  do conversor 2.
- $v_{c2}^*$  : Tensão de referência do capacitor do barramento  $CC$  do conversor 2.
- $v_g$  : Tensão total de entrada dos conversores.
- $v_g^*$  : Tensão total de referência de entrada dos conversores.
- $v_l$  : Tensão total de saída dos conversores.
- $v_l^*$  : Tensão total de referência de saída dos conversores.
- $v_{k0}$  : Tensões de polo do conversor convencional L3D1, com  $k = g; h; l$ .
- $v_{k0}^*$  : Tensões de polo de referência do conversor convencional L3D1, com  $k = g; h; l$ .
- $v_{sm0}, v_{hm0}$  : Tensões de polo do conversor L4D1Ts, com  $m = 1; 2$ .
- $v_{sm0}^*, v_{hm0}^*$  : Tensões de polo de referência do conversor L4D1Ts, com  $m = 1; 2$ .
- $v_{k0}, v_{h10}$  : Tensões de polo do conversor L4D1Th, com  $k = g; h; l$ .
- $v_{k0}^*, v_{h10}^*$  : Tensões de polo de referência do conversor L4D1Th, com  $k = g; h; l$ .
- $v_{k0}, v_{hm0}$  : Tensões de polo dos conversores L5D2 e L5D1Th, com  $k = g; h; l$  e  $m = 1; 2$ .
- $v_{k0}^*, v_{hm0}^*$  : Tensões de polo de referência dos conversores L5D2 e L5D1Th, com  $k = g; h; l$  e  $m = 1; 2$ .
- $v_{km0}$  : Tensões de polo do conversor L6D2, com  $k = g; h; l$  e  $m = 1; 2$ .
- $v_{km0}^*$  : Tensões de polo de referência do conversor L6D2, com  $k = g; h; l$  e  $m = 1; 2$ .
- $v_{tm}$  : Portadora  $PWM$ , com  $m = 1; 2; 3; 4$ .

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

$\omega_e$  : Frequência de corte do controlador PI de dupla sequência.

$\mu$ : Fator de distribuição de roda livre.

$\alpha_1$ : Amplitude da tensão fundamental.

$\alpha_h$ : Amplitude da tensão de ordem  $h$ .

$\theta_t$  : Diferença entre os ângulos das portadoras *PWM*.

$\theta_{tm}$  : Ângulo da portadora *PWM*, com  $m = 1; 2; 3; 4$ .

# Lista de Figuras

1.1	Diagrama esquemático do conversor $CA-CC-CA$ com três braços e um barramento $CC$ . . . . .	3
1.2	Diagrama esquemático do filtro ativo universal. . . . .	3
1.3	Topologia convencional - L3D1. (a) Diagrama esquemático. (b) Circuito equivalente simplificado. . . . .	5
1.4	Topologia proposta - L5D2. (a) Diagrama esquemático. (b) Circuito equivalente simplificado. . . . .	7
1.5	Topologia estudada - L6D2. (a) Diagrama esquemático. (b) Circuito equivalente simplificado. . . . .	8
1.6	Topologia proposta - L4D1Ts. (a) Diagrama esquemático. (b) Circuito equivalente simplificado. . . . .	9
1.7	Topologia proposta - L5D1Th. (a) Diagrama esquemático. (b) Circuito equivalente simplificado. . . . .	10
1.8	Topologia proposta - L4D1Th. (a) Diagrama esquemático. (b) Circuito equivalente simplificado. . . . .	11
2.1	Modelo da topologia convencional com três braços e um barramento $CC$ - L3D1. (a) Diagrama esquemático. (b) Circuito equivalente simplificado. . .	16
2.2	Diagrama de controle da topologia convencional - L3D1. . . . .	19
3.1	Modelo da topologia com cinco braços e dois barramentos $CC$ - L5D2. (a) Diagrama esquemático. (b) Circuito equivalente simplificado. . . . .	23
3.2	Utilização das portadoras $PWM$ no conversor L5D2. . . . .	27
3.3	Diagrama de controle da topologia L5D2. . . . .	29
3.4	Modelo da topologia com seis braços e dois barramentos $CC$ - L6D2. (a) Diagrama esquemático. (b) Circuito equivalente simplificado. . . . .	31
3.5	Utilização das portadoras $PWM$ no conversor L6D2. . . . .	36
3.6	Diagrama de controle da topologia L6D2. . . . .	37
4.1	Modelo da topologia com quatro braços, um barramentos $CC$ e um transformador série - L4D1Ts. (a) Diagrama esquemático. (b) Circuito equivalente simplificado. . . . .	40

4.2	Diagrama de controle da topologia L4D1Ts. . . . .	44
4.3	Modelo da topologia com cinco braços, um barramentos $CC$ e um transformador paralelo - L5D1Th. (a) Diagrama esquemático. (b) Circuito equivalente simplificado. . . . .	45
4.4	Diagrama de controle da topologia L4D1Ts. . . . .	49
4.5	Modelo da topologia com quatro braços, um barramentos $CC$ e um transformador paralelo - L4D1Th. (a) Diagrama esquemático. (b) Circuito equivalente simplificado. . . . .	52
4.6	Diagrama de controle da topologia L4D1Th. . . . .	56
5.1	Diagrama fasorial das correntes e tensões de entrada e saída do conversor. (a) $\theta_{gl} \neq \phi_l$ . (b) $\theta_{gl} = \phi_l$ . . . . .	59
5.2	Amplitude da corrente no braço compartilhado. . . . .	59
5.3	Tensão no barramento $CC$ da topologia L3D1. . . . .	60
5.4	Tensão nos barramentos $CC$ da topologia L5D2 quando a tensão total é dividida igualmente. (a) $v_{c1,min}$ . (b) $v_{c2,min}$ . . . . .	61
5.5	Tensão nos barramentos $CC$ da topologia L5D2 quando a tensão total é dividida de forma desigual. (a) $v_{c1,min}$ . (b) $v_{c2,min}$ . . . . .	61
5.6	Tensão total nos barramentos $CC$ da topologia L5D2. (a) Caso 1. (b) Caso 2. . . . .	62
5.7	Tensão nos barramentos $CC$ da topologia L6D2 quando a tensão total é dividida igualmente. (a) $v_{c1,min}$ . (b) $v_{c2,min}$ . . . . .	62
5.8	Tensão nos barramentos $CC$ da topologia L6D2 quando a tensão total é dividida de forma desigual. (a) $v_{c1,min}$ . (b) $v_{c2,min}$ . . . . .	63
5.9	Tensão total nos barramentos $CC$ da topologia L6D2. (a) Caso 1. (b) Caso 2. . . . .	63
5.10	Tensão no barramento $CC$ das topologias com uso de transformador. (a) L4D1Ts. (b) L5D1Th. (c) L4D1Th. . . . .	64
6.1	Curvas da $WTHD$ da tensão de entrada das topologias L5D2 e convencional L3D1. (a) Barramentos $CC$ com tensões iguais. (b) Barramentos $CC$ com tensões distintas. . . . .	68
6.2	Curvas da $WTHD$ da tensão de saída das topologias L5D2 e convencional L3D1. (a) Barramentos $CC$ com tensões iguais. (b) Barramentos $CC$ com tensões distintas. . . . .	69
6.3	Tensões $v_g$ e $v_l$ para barramentos $CC$ com tensões iguais. (a) Topologia convencional L3D1 com $\mu = 0$ . (b) Topologia convencional L3D1 com $\mu = 0,5$ . (c) Topologia L5D2 usando uma portadora $PWM$ com $\mu = 0$ . (d) Topologia L5D2 usando uma portadora $PWM$ com $\mu = 0,5$ . . . . .	71

6.4	Tensões $v_g$ e $v_l$ para barramentos $CC$ com tensões iguais. (a) Topologia L5D2 usando duas portadoras $PWM$ defasadas de $180^\circ$ com $\mu = 0$ . (b) Topologia L5D2 usando duas portadoras $PWM$ defasadas de $180^\circ$ com $\mu = 0,5$ . (c) Topologia L5D2 usando duas portadoras $PWM$ defasadas de $90^\circ$ com $\mu = 0$ . (d) Topologia L5D2 usando duas portadoras $PWM$ defasadas de $90^\circ$ com $\mu = 0,5$ . . . . .	72
6.5	Tensões $v_g$ e $v_l$ para barramentos $CC$ com tensões iguais. (a) Topologia L5D2 usando quatro portadoras $PWM$ defasadas de $90^\circ$ com $\mu = 0$ . (b) Topologia L5D2 usando quatro portadoras $PWM$ defasadas de $90^\circ$ com $\mu = 0,5$ . . . . .	73
6.6	Tensões $v_g$ e $v_l$ para barramentos $CC$ com tensões distintas. (a) Topologia convencional L3D1 com $\mu = 0$ . (b) Topologia convencional L3D1 com $\mu = 0,5$ . (c) Topologia L5D2 usando uma portadora $PWM$ com $\mu = 0$ . (d) Topologia L5D2 usando uma portadora $PWM$ com $\mu = 0,5$ . . . . .	74
6.7	Tensões $v_g$ e $v_l$ para barramentos $CC$ com tensões distintas. (a) Topologia L5D2 usando duas portadoras $PWM$ defasadas de $180^\circ$ com $\mu = 0$ . (b) Topologia L5D2 usando duas portadoras $PWM$ defasadas de $180^\circ$ com $\mu = 0,5$ . (c) Topologia L5D2 usando duas portadoras $PWM$ defasadas de $90^\circ$ com $\mu = 0$ . (d) Topologia L5D2 usando duas portadoras $PWM$ defasadas de $90^\circ$ com $\mu = 0,5$ . . . . .	75
6.8	Tensões $v_g$ e $v_l$ para barramentos $CC$ com tensões distintas. (a) Topologia L5D2 usando quatro portadoras $PWM$ defasadas de $90^\circ$ com $\mu = 0$ . (b) Topologia L5D2 usando quatro portadoras $PWM$ defasadas de $90^\circ$ com $\mu = 0,5$ . . . . .	76
6.9	Curvas da $WTHD$ da tensão de entrada das topologias L6D2 e convencional L3D1. (a) Barramentos $CC$ com tensões iguais. (b) Barramentos $CC$ com tensões distintas. . . . .	77
6.10	Curvas da $WTHD$ da tensão de saída das topologias L6D2 e convencional L3D1. (a) Barramentos $CC$ com tensões iguais. (b) Barramentos $CC$ com tensões distintas. . . . .	78
6.11	Tensões $v_g$ e $v_l$ para barramentos $CC$ com tensões iguais. (a) Topologia convencional L3D1 com $\mu = 0$ . (b) Topologia convencional L3D1 com $\mu = 0,5$ . (c) Topologia L6D2 usando uma portadora $PWM$ com $\mu = 0$ . (d) Topologia L6D2 usando uma portadora $PWM$ com $\mu = 0,5$ . . . . .	80

6.12	Tensões $v_g$ e $v_l$ para barramentos $CC$ com tensões iguais. (a) Topologia L6D2 usando duas portadoras $PWM$ defasadas de $180^\circ$ com $\mu = 0$ . (b) Topologia L6D2 usando duas portadoras $PWM$ defasadas de $180^\circ$ com $\mu = 0,5$ . (c) Topologia L6D2 usando duas portadoras $PWM$ defasadas de $90^\circ$ com $\mu = 0$ . (d) Topologia L6D2 usando duas portadoras $PWM$ defasadas de $90^\circ$ com $\mu = 0,5$ . . . . .	81
6.13	Tensões $v_g$ e $v_l$ para barramentos $CC$ com tensões iguais. (a) Topologia L6D2 usando quatro portadoras $PWM$ defasadas de $90^\circ$ com $\mu = 0$ . (b) Topologia L6D2 usando quatro portadoras $PWM$ defasadas de $90^\circ$ com $\mu = 0,5$ . . . . .	82
6.14	Tensões $v_g$ e $v_l$ para barramentos $CC$ com tensões distintas. (a) Topologia convencional L3D1 com $\mu = 0$ . (b) Topologia convencional L3D1 com $\mu = 0,5$ . (c) Topologia L6D2 usando uma portadora $PWM$ com $\mu = 0$ . (d) Topologia L6D2 usando uma portadora $PWM$ com $\mu = 0,5$ . . . . .	83
6.15	Tensões $v_g$ e $v_l$ para barramentos $CC$ com tensões distintas. (a) Topologia L6D2 usando duas portadoras $PWM$ defasadas de $180^\circ$ com $\mu = 0$ . (b) Topologia L6D2 usando duas portadoras $PWM$ defasadas de $180^\circ$ com $\mu = 0,5$ . (c) Topologia L6D2 usando duas portadoras $PWM$ defasadas de $90^\circ$ com $\mu = 0$ . (d) Topologia L6D2 usando duas portadoras $PWM$ defasadas de $90^\circ$ com $\mu = 0,5$ . . . . .	84
6.16	Tensões $v_g$ e $v_l$ para barramentos $CC$ com tensões distintas. (a) Topologia L6D2 usando quatro portadoras $PWM$ defasadas de $90^\circ$ com $\mu = 0$ . (b) Topologia L6D2 usando quatro portadoras $PWM$ defasadas de $90^\circ$ com $\mu = 0,5$ . . . . .	85
6.17	Curvas da $WTHD$ das topologias L4D1Ts e convencional L3D1. (a) Tensão de entrada, $v_g$ . (b) Tensão de saída, $v_l$ . . . . .	86
6.18	Tensões $v_g$ e $v_l$ . (a) Topologia convencional L3D1 com $\mu = 0$ . (b) Topologia convencional L3D1 com $\mu = 0,5$ . (c) Topologia L4D1Ts com $\mu = 0$ . (d) Topologia L4D1Ts com $\mu = 0,5$ . . . . .	87
6.19	Curvas da $WTHD$ das topologias L5D1Th e convencional L3D1. (a) Tensão de entrada, $v_g$ . (b) Tensão de saída, $v_l$ . . . . .	88
6.20	Tensões $v_g$ e $v_l$ . (a) Topologia convencional L3D1 com $\mu = 0$ . (b) Topologia convencional L3D1 com $\mu = 0,5$ . (c) Topologia L5D1Th usando uma portadora $PWM$ com $\mu = 0$ . (d) Topologia L5D1Th usando uma portadora $PWM$ com $\mu = 0,5$ . . . . .	90

6.21	Tensões $v_g$ e $v_l$ . (a) Topologia L5D1Th usando duas portadoras $PWM$ defasadas de $180^\circ$ com $\mu = 0$ . (b) Topologia L5D1Th usando duas portadoras $PWM$ defasadas de $180^\circ$ com $\mu = 0,5$ . (c) Topologia L5D1Th usando duas portadoras $PWM$ defasadas de $90^\circ$ com $\mu = 0$ . (d) Topologia L5D1Th usando duas portadoras $PWM$ defasadas de $90^\circ$ com $\mu = 0,5$ . . . . .	91
6.22	Tensões $v_g$ e $v_l$ . (a) Topologia L5D1Th usando quatro portadoras $PWM$ defasadas de $90^\circ$ com $\mu = 0$ . (b) Topologia L5D1Th usando quatro portadoras $PWM$ defasadas de $90^\circ$ com $\mu = 0,5$ . . . . .	92
6.23	Curvas da $WTHD$ das topologias L4D1Th e convencional L3D1. (a) Tensão de entrada, $v_g$ . (b) Tensão de saída, $v_l$ . . . . .	93
6.24	Tensões $v_g$ e $v_l$ . (a) Topologia convencional L3D1 com $\mu = 0$ . (b) Topologia convencional L3D1 com $\mu = 0,5$ . (c) Topologia L4D1Th com $\mu = 0$ . (d) Topologia L4D1Th com $\mu = 0,5$ . . . . .	94
8.1	Resultados de simulação da topologia L5D2 para barramentos $CC$ com tensões iguais. (a) Corrente da rede. (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. . . . .	106
8.2	Resultados de simulação da topologia L5D2 para barramentos $CC$ com tensões distintas. (a) Corrente da rede. (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. . . . .	107
8.3	Resultados de simulação da topologia L6D2 para barramentos $CC$ com tensões iguais. (a) Corrente da rede. (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. . . . .	109
8.4	Resultados de simulação da topologia L6D2 para barramentos $CC$ com tensões distintas. (a) Corrente da rede. (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. . . . .	110
8.5	Resultados de simulação da topologia L4D1Ts. (a) Corrente da rede. (b) Corrente da rede em fase com a tensão da rede. (c) Controle da tensão do barramento $CC$ do conversor. (d) Tensão na carga. . . . .	111

8.6	Resultados de simulação da topologia L5D1Th. (a) Corrente da rede. (b) Corrente da rede em fase com a tensão da rede. (c) Controle da tensão do barramento <i>CC</i> do conversor. (d) Tensão na carga. . . . .	112
8.7	Resultados de simulação da topologia L4D1Th. (a) Corrente da rede. (b) Corrente da rede em fase com a tensão da rede. (c) Controle da tensão do barramento <i>CC</i> do conversor. (d) Tensão na carga. . . . .	113
8.8	Resultados experimentais do conversor L3D1. (a) Corrente da rede. (b) Corrente da rede em fase com a tensão da rede. (c) Controle da tensão do barramento <i>CC</i> do conversor. (d) Tensão na carga. (e) Tensão chaveada de entrada. . . . .	115
8.9	Resultados experimentais da topologia L5D2 com 1P e barramentos <i>CC</i> com tensões iguais. (a) Corrente da rede. (b) Corrente da rede em fase com a tensão da rede. (c) Controle da tensão do barramento <i>CC</i> do conversor 1. (d) Controle da tensão do barramento <i>CC</i> do conversor 2. (e) Tensão na carga. (f) Tensão chaveada de entrada. . . . .	117
8.10	Resultados experimentais da topologia L5D2 com 2P-90° e barramentos <i>CC</i> com tensões iguais. (a) Corrente da rede. (b) Corrente da rede em fase com a tensão da rede. (c) Controle da tensão do barramento <i>CC</i> do conversor 1. (d) Controle da tensão do barramento <i>CC</i> do conversor 2. (e) Tensão na carga. (f) Tensão chaveada de entrada. . . . .	118
8.11	Resultados experimentais da topologia L5D2 com 1P e barramentos <i>CC</i> com tensões distintas. (a) Corrente da rede. (b) Corrente da rede em fase com a tensão da rede. (c) Controle da tensão do barramento <i>CC</i> do conversor 1. (d) Controle da tensão do barramento <i>CC</i> do conversor 2. (e) Tensão na carga. (f) Tensão chaveada de entrada. . . . .	119
8.12	Resultados experimentais da topologia L5D2 com 2P-90° e barramentos <i>CC</i> com tensões distintas. (a) Corrente da rede. (b) Corrente da rede em fase com a tensão da rede. (c) Controle da tensão do barramento <i>CC</i> do conversor 1. (d) Controle da tensão do barramento <i>CC</i> do conversor 2. (e) Tensão na carga. (f) Tensão chaveada de entrada. . . . .	120
8.13	Resultados experimentais da topologia L5D2 para a regulação das tensões dos barramentos <i>CC</i> através de $\mu_x$ . . . . .	121
8.14	Resultados experimentais da topologia L5D2 com 1P alimentando uma carga não-linear (a) Corrente da rede em fase com a tensão da rede. (b) Corrente da carga. (c) Corrente do braço compartilhado. (d) Tensão na carga. (e) Controle da tensão do barramento <i>CC</i> do conversor 1. (f) Controle da tensão do barramento <i>CC</i> do conversor 2. . . . .	122

- 8.15 Resultados experimentais da topologia L6D2 com 1P e barramentos *CC* com tensões iguais. (a) Corrente da rede. (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. (f) Tensão chaveada de entrada. . . . . 124
- 8.16 Resultados experimentais da topologia L6D2 com 2P-90° e barramentos *CC* com tensões iguais. (a) Corrente da rede. (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. (f) Tensão chaveada de entrada. . . . . 125
- 8.17 Resultados experimentais da topologia L6D2 com 1P e barramentos *CC* com tensões distintas. (a) Corrente da rede. (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. (f) Tensão chaveada de entrada. . . . . 126
- 8.18 Resultados experimentais da topologia L6D2 com 2P-90° e barramentos *CC* com tensões distintas. (a) Corrente da rede. (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. (f) Tensão chaveada de entrada. . . . . 127
- 8.19 Resultados experimentais da topologia L6D2 para a regulação das tensões dos barramentos *CC* através de  $\mu_x$ . . . . . 128
- 8.20 Resultados experimentais da topologia L6D2 com 1P alimentando uma carga não-linear (a) Corrente da rede em fase com a tensão da rede. (b) Corrente da carga. (c) Corrente do braço compartilhado. (d) Tensão na carga. (e) Controle da tensão do barramento *CC* do conversor 1. (f) Controle da tensão do barramento *CC* do conversor 2. . . . . 129

# Lista de Tabelas

6.1	Valores da <i>WTHD</i> de $v_g$ e $v_l$ das topologias com dois barramentos <i>CC</i> de tensões iguais e convencional L3D1. (a) $\mu = 0$ . (b) $\mu = 0,5$ . . . . .	95
6.2	Valores da <i>WTHD</i> de $v_g$ e $v_l$ das topologias com dois barramentos <i>CC</i> de tensões distintas e convencional L3D1. (a) $\mu = 0$ . (b) $\mu = 0,5$ . . . . .	95
6.3	Valores da <i>WTHD</i> de $v_g$ e $v_l$ das topologias com uso de transformador e convencional L3D1. (a) $\mu = 0$ . (b) $\mu = 0,5$ . . . . .	96
6.4	Valores da <i>WTHD</i> de $v_g$ e $v_l$ para todas as topologias topologias estudadas. (a) $\mu = 0$ . (b) $\mu = 0,5$ . . . . .	97
7.1	Perdas por condução, chaveamento e totais da topologia convencional L3D1 e das topologias com dois barramentos <i>CC</i> operando com tensões iguais quando $\mu_{ext} = 0,5$ . (a) $\mu = 0$ . (b) $\mu = 0,5$ . . . . .	100
7.2	Perdas por condução, chaveamento e totais da topologia convencional L3D1 e das topologias com dois barramentos <i>CC</i> operando com tensões distintas quando $\mu_{ext} = 0,5$ . (a) $\mu = 0$ . (b) $\mu = 0,5$ . . . . .	100
7.3	Perdas por condução, chaveamento e totais da topologia convencional L3D1 e das topologias com dois barramentos <i>CC</i> operando com tensões iguais quando $\mu_{ext}$ alterna entre 0 e 1. (a) $\mu = 0$ . (b) $\mu = 0,5$ . . . . .	101
7.4	Perdas por condução, chaveamento e totais da topologia convencional L3D1 e das topologias com dois barramentos <i>CC</i> operando com tensões distintas quando $\mu_{ext}$ alterna entre 0 e 1. (a) $\mu = 0$ . (b) $\mu = 0,5$ . . . . .	101
7.5	Perdas por condução, chaveamento e totais da topologia convencional L3D1 e das topologias com uso de transformador. (a) $\mu = 0$ . (b) $\mu = 0,5$ . . . . .	103
7.6	Perdas totais por braço das topologias proposta e convencional para $\mu = 0$ e $\mu = 0,5$ . . . . .	103
7.7	Perdas por condução, chaveamento e totais para todas as topologias estudadas. (a) $\mu = 0$ . (b) $\mu = 0,5$ . . . . .	104
9.1	Valores da <i>WTHD</i> de $v_g$ e $v_l$ para todas as topologias topologias estudadas. (a) $\mu = 0$ . (b) $\mu = 0,5$ . . . . .	132

9.2 Perdas por condução, chaveamento e totais para todas as topologias estudadas. (a)  $\mu = 0$ . (b)  $\mu = 0,5$ . . . . . 133

# Capítulo 1

## Introdução Geral

### 1.1 Apresentação do tema

A demanda por energia elétrica no mundo vem aumentando de forma bastante acentuada. A esse cenário mundial, estão associadas exigências cada vez mais rigorosas relacionadas à qualidade do serviço de geração, transmissão e fornecimento dessa energia. Deseja-se que a rede elétrica seja capaz de assegurar fornecimento, de forma contínua e com qualidade, de grandezas como amplitude e frequência dos sinais de tensão e corrente.

Com a finalidade de obter uma melhor qualidade da energia, vários tipos de equipamentos vêm sendo largamente utilizados. São exemplos: reguladores de tensão, fontes de energia ininterrupta, filtros ativos, filtros híbridos, entre outros. Além disso, é importante discutir o que se pode denominar de problemas que afetam as características dos sinais de tensão e corrente e que sinalizam a falta 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 contexto desenvolveu-se a Eletrônica de Potência, que pode ser entendida como a área da eletrônica que se ocupa do processamento de energia e baseia-se na utilização de dispositivos semicondutores operados em regime de chaveamento (liga/desliga) para realizar o controle do fluxo de energia e a conversão de formas de onda de tensões e correntes entre fontes e cargas. O controle mencionado é realizado por meio de circuitos eletrônicos denominados conversores estáticos; resultantes da associação de dispositivos semicondutores de potência e componentes passivos. De acordo com o tipo de conversão dos sinais elétricos, os conversores estáticos de potência podem ser classificados em: *CC-CC*, *CC-CA*, *CA-CC* e *CA-CC-CA*.

O crescimento da Eletrônica de Potência provocou um grande desenvolvimento no setor elétrico industrial. Recentemente pôde ser observado o desenvolvimento de novos dispositivos com capacidade de suportar correntes e tensões bem mais elevadas, de

controle mais fácil e suportando frequência de chaveamento bem maior que os tiristores convencionais desenvolvidos inicialmente como o SCR [1]. 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, podendo ser citadas: 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 e caracterização dos conversores estáticos de potência monofásicos do tipo *CA-CC-CA* [2, 3].

Na análise dos métodos de se transferir a energia da fonte geradora para a carga consumidora, deve-se levar em consideração vários fatores, como por exemplo, as perdas e o custo dos componentes utilizados [4]. O processo de 'ligar' e 'desligar' das chaves tem como consequência a inserção de sinais harmônicos que interferem na qualidade da energia elétrica. Assim, outros fatores importantes na análise de conversores estáticos são a análise da distorção harmônica total, ou *THD* (do inglês *Total Harmonic Distortion*), dos sinais de corrente e a distorção harmônica total ponderada, ou *WTHD* (do inglês *Weight Total Harmonic Distortion*) dos sinais de tensão de entrada e de saída dos conversores. Vários trabalhos propõem técnicas para redução da distorção harmônica [5, 6, 7]. Outros critérios também úteis no projeto de conversores estáticos são: perdas nos capacitores dos barramentos *CC* e perdas nos semicondutores (perdas por condução e perdas por chaveamento). Alguns trabalhos vêm sendo propostos a fim de quantificar as perdas nos semicondutores, através de programas de simulação dinâmica, facilitando seu uso como critério de análise [8, 9], e da análise econômica dos dispositivos utilizados.

Nesta dissertação de mestrado, a partir das configurações mostradas nas Figuras 1.1 e 1.2, algumas possibilidades distintas de estruturas *CA-CC-CA* monofásicas, resultantes da interligação de conversores utilizando módulos de três braços e em ponte H, são apresentadas e analisadas com o objetivo de otimizar o sistema: redução de perdas, distorção harmônica e níveis de tensão e/ou corrente nas chaves. Para essa investigação foram aplicadas análises em regime permanente, onde se avalia os limites de operação das estruturas para as condições de controle impostas, e o comportamento da componente fundamental de tensão e corrente dos elementos que compõem o sistema. Além disso, para cada topologia investigada, foram desenvolvidos modelos dinâmicos, estratégias de controle e estratégias *PWM*.

Na literatura técnica observa-se diferentes tipos de associações entre conversores, podendo ser citados os conversores associados em série e os conversores associados em paralelo. Um dos objetivos da associação em paralelo é a divisão do fluxo de corrente entre os conversores, sendo indicada para os casos onde a corrente no circuito é elevada [10, 11, 12]. Já a associação de conversores em série tem por principal objetivo dividir a tensão de entrada em níveis menores de tensão no barramento *CC*, sendo indicada onde

se tem tensões elevadas [13, 14, 15]. A finalidade dessas configurações é aumentar o número de conversores para que o sistema completo possa funcionar com elevados valores de tensão ou corrente e também, com a inserção de redundância, ter mais confiabilidade no sistema [16, 17, 18, 19].

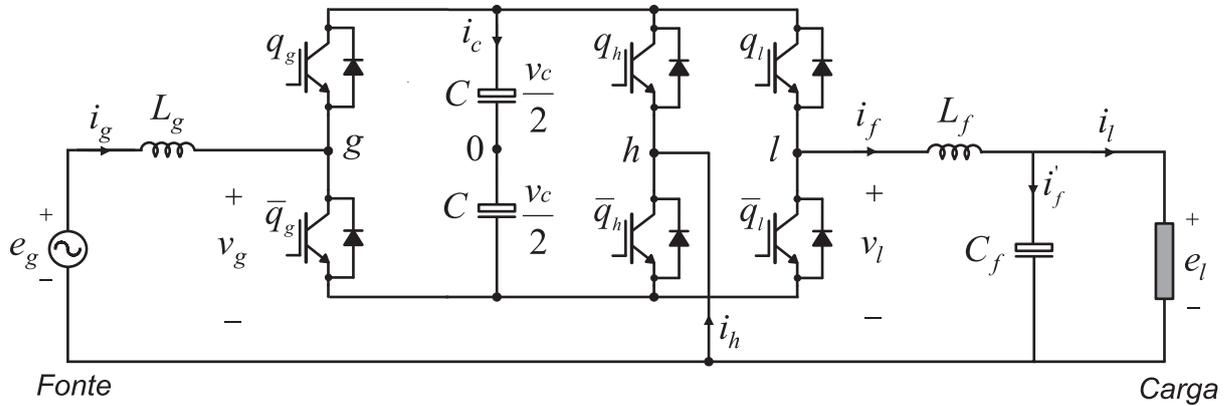


Figura 1.1: Diagrama esquemático do conversor CA-CC-CA com três braços e um barramento CC.

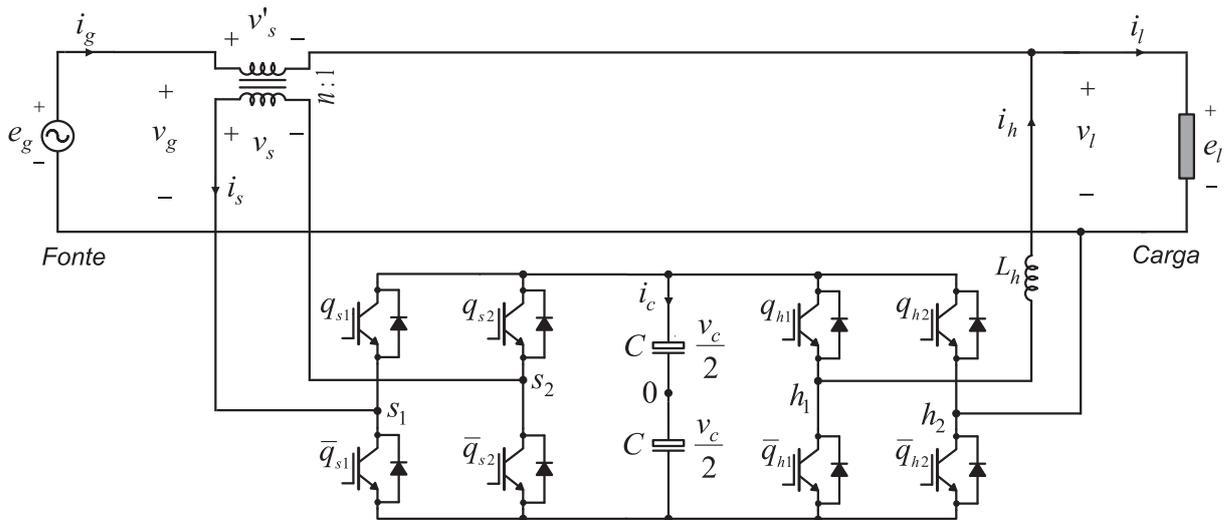


Figura 1.2: Diagrama esquemático do filtro ativo universal.

A associação de conversores em série permite a redução das tensões impostas sobre as chaves dos diferentes conversores estáticos que compõe o sistema como um todo. A divisão da tensão que ocorre entre os 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 a redução do conteúdo harmônico nas grandezas elétricas envolvidas, especialmente quando são utilizadas múltiplas portadoras *PWM* defasadas entre si [20, 21, 22, 23]. O uso da técnica de múltiplas portadoras faz com que os conversores associados gerem tensões com maior número de níveis, implicando na redução da distorção harmônica destes sinais.

A utilização de múltiplas portadoras *PWM* é conhecida como *interleaved* [23]. Neste trabalho é feito o estudo da minimização de perdas nos semicondutores a partir da divisão da tensão entre dois conversores e, também, são abordadas formas de aproveitamento da técnica de múltiplas portadoras na redução da *WTHD* das tensões geradas pelos conversores.

Na literatura, conversores com braço compartilhado vêm sendo bastante explorados [24, 25, 26]. O módulo monofásico *CA-CC-CA* ilustrado na Figura 1.1 é um exemplo clássico desse tipo de configuração.

Outros dispositivos bastante explorados no domínio da qualidade de energia são os Filtros Ativos de Potência [27, 28]. Esses filtros são empregados com o intuito de fazer com que uma rede de alimentação “enxergue” uma carga ou um grupo de cargas como se essas fossem uma simples resistência, ou ainda fazer com que as cargas enxerguem a rede de alimentação como sendo uma fonte de tensão ideal. O filtro ativo universal, mostrado na Figura 1.2, é originado da junção dos filtros ativos série e paralelo [29].

Naturalmente, esta estrutura acumula as vantagens de cada filtro separadamente. O filtro ativo universal é composto de dois conversores, um para a compensação de tensão (filtro ativo série) e outro para a compensação de corrente (filtro ativo paralelo), usualmente alimentados por um mesmo barramento capacitivo. Esta integração resulta em uma ferramenta completa para a melhoria da qualidade de energia pois é capaz de executar simultaneamente a filtragem harmônica tanto da tensão quanto da corrente, além da compensação de energia reativa e regulação da tensão da carga. No entanto, esse dispositivo apresenta um sistema de controle mais complexo, maior número de sensores, maiores perdas de chaveamento devido ao maior número de chaves e, conseqüentemente esta estrutura apresenta o maior custo dentre todas as categorias de filtros ativos.

## 1.2 Contribuições do Trabalho

Neste trabalho são estudadas cinco topologias de conversores *CA-CC-CA*, duas delas não usam transformador e possuem dois barramentos *CC* (L5D2 e L6D2) e as outras três usam um transformador e apresentam um único barramento *CC* (L4D1Ts, L4D1Th e L5D1Th). As configurações são classificadas de acordo com o número de braços, número de barramentos *CC* e a presença de transformador na estrutura. Como forma de nomear cada configuração, foi utilizada a nomenclatura  $L_x D_y T_m$ , onde:  $L_x$ , refere-se ao número de braços do conversor ( $x = 4;5;6$ );  $D_y$ , está associado ao número de barramentos *CC* do dispositivo ( $y = 1;2$ );  $T_m$ , indica a presença de transformador série (Ts) ou transformador paralelo (Th) na estrutura ( $m = s;h$ ).

Para cada uma das topologias estudadas, será apresentado o modelo do sistema, bem como a estratégia *PWM* e a estratégia de controle. As topologias que serão analisadas nesse trabalho são:

1. L3D1 - topologia convencional com braço compartilhado entre entrada e saída. Possui três braços e um barramento  $CC$  [Figura 1.3].
2. L5D2 - topologia resultante da associação de um conversor do tipo L3D1 (conversor 1) com uma ponte H (conversor 2), que é conectada em série com o braço compartilhado [Figura 1.4].
3. L6D2 - topologia resultante da associação série de dois conversores do tipo L3D1 [Figura 1.5].
4. L4D1Ts - topologia com estrutura semelhante a do filtro ativo universal. Ambas apresentam um transformador em série com a entrada, a diferença é que a topologia estudada não possui o indutor  $L_h$  e é constituída do filtro passivo  $LC$  na saída e do indutor  $L_g$  na entrada [Figura 1.6].
5. L5D1Th - topologia resultante da adição de dois braços e um transformador ao conversor do tipo L3D1. Os dois braços adicionais são ligados aos terminais do transformador, que é conectado em série com o braço compartilhado do conversor L3D1 [Figura 1.7].
6. L4D1Th - topologia resultante da retirada do braço  $l$  da topologia L5D1Th. Assim, a saída é conectada ao braço compartilhado [Figura 1.8].

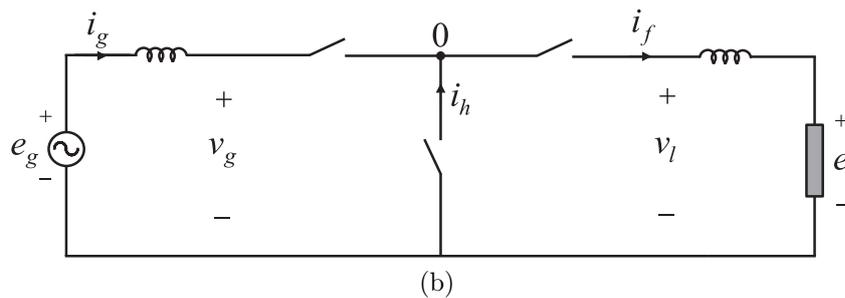
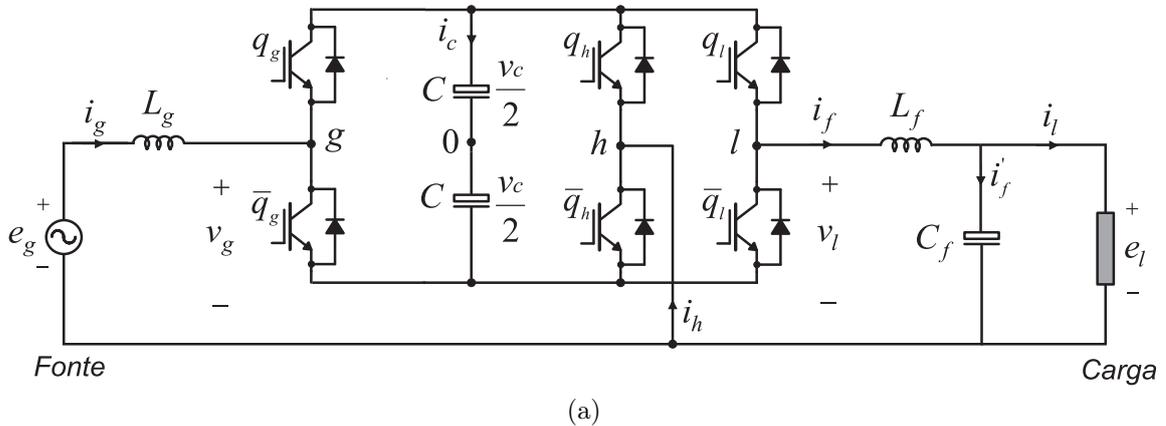


Figura 1.3: Topologia convencional - L3D1. (a) Diagrama esquemático. (b) Circuito equivalente simplificado.

Com exceção da L6D2, todas as topologias são novas. A estrutura L6D2 foi apresentada em [24, 30], mas neste trabalho é feita uma abordagem diferente do ponto de vista do controle e definição da estratégia *PWM*, bem como a sua caracterização detalhada.

Comparativamente com o conversor convencional L3D1, o conversor proposto L5D2 permite reduzir o *rating* de tensão ( $dv/dt$ ) sobre as chaves de potência introduzindo um conversor em ponte H (conversor 2) no estágio de baixa corrente, possibilitando a redução de perdas por chaveamento. Além disso, níveis de tensão adicionais são criados, gerando sinais de tensão com menor teor de harmônicos. Uma característica muito importante desta topologia é que, apesar da soma das tensões dos barramentos *CC* permanecer no mesmo valor da topologia L3D1, o conversor em ponte H, adicional, opera sem fonte de energia no barramento.

Comparativamente ao conversor L3D1, o conversor L6D2 também permite reduzir o *rating* de tensão ( $dv/dt$ ) sobre as chaves de potência a partir da associação em série de dois conversores L3D1. Comparativamente ao conversor L5D2, duas das chaves adicionais ( $q_{g2}$  e  $q_{l2}$ ) operam com alta corrente.

Nas topologias que usam transformador (L4D1Ts, L5D1Th e L4D1Th), a escolha da relação de transformação ( $n$ ) será realizada de forma que o conversor possa operar com menores amplitudes de tensão e/ou corrente sobre as chaves de potência, reduzindo as perdas nos semicondutores.

Para as topologias que possuem dois barramentos *CC* (L5D2 e L6D2) será explorada a possibilidade de operação com tensões diferentes em busca de minimizar ainda mais as perdas nos semicondutores e a distorção harmônica.

O conversor L3D1, conhecido na literatura e aqui chamado de convencional, será utilizado como base na realização de comparações com a finalidade de avaliar ganhos e perdas no desempenho de cada topologia estudada. Os critérios utilizados nessas comparações são as características de *THD* e *WTHD*, através da utilização de múltiplas portadoras *PWM*, e as perdas de condução e chaveamento.

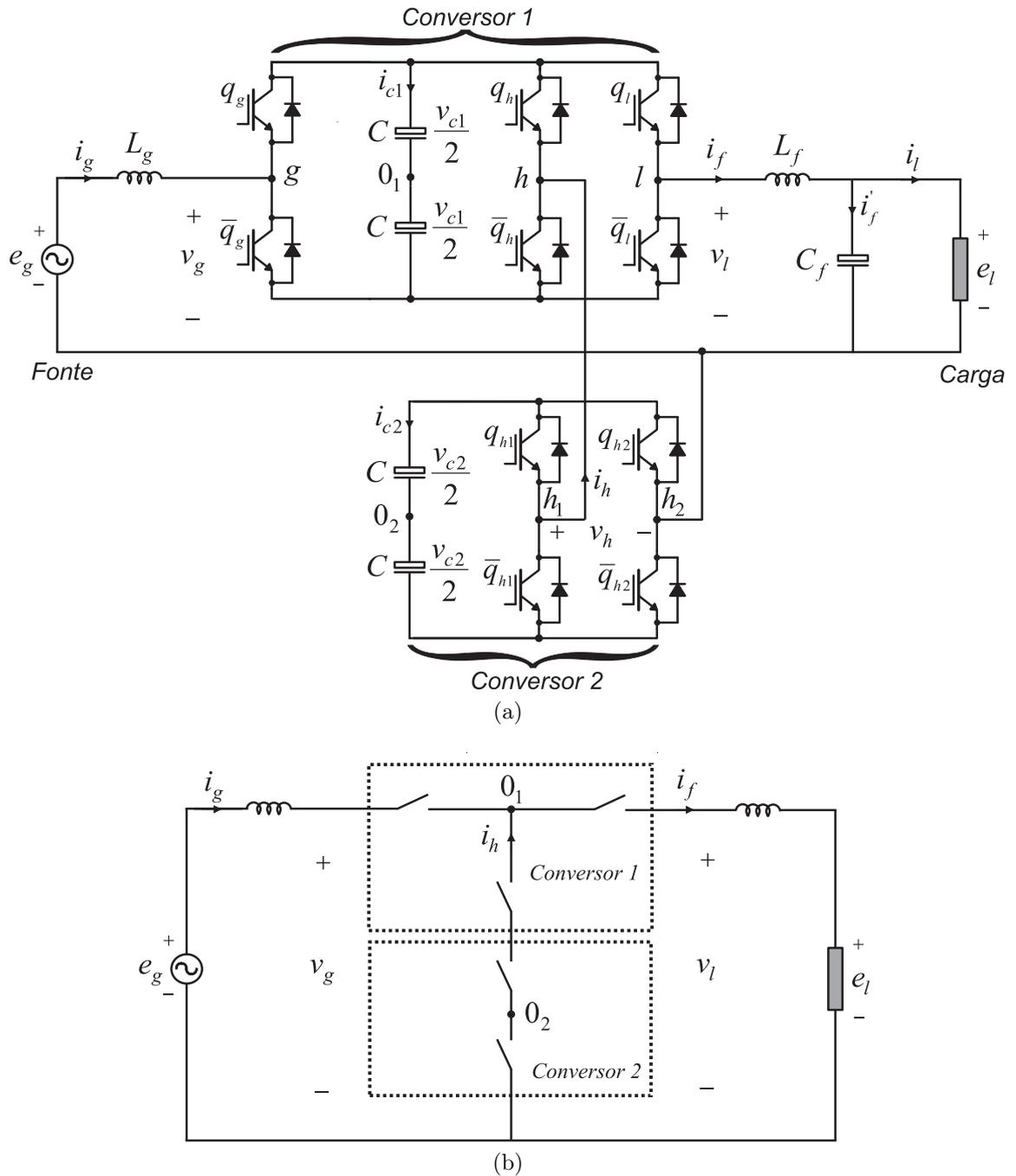


Figura 1.4: Topologia proposta - L5D2. (a) Diagrama esquemático. (b) Circuito equivalente simplificado.

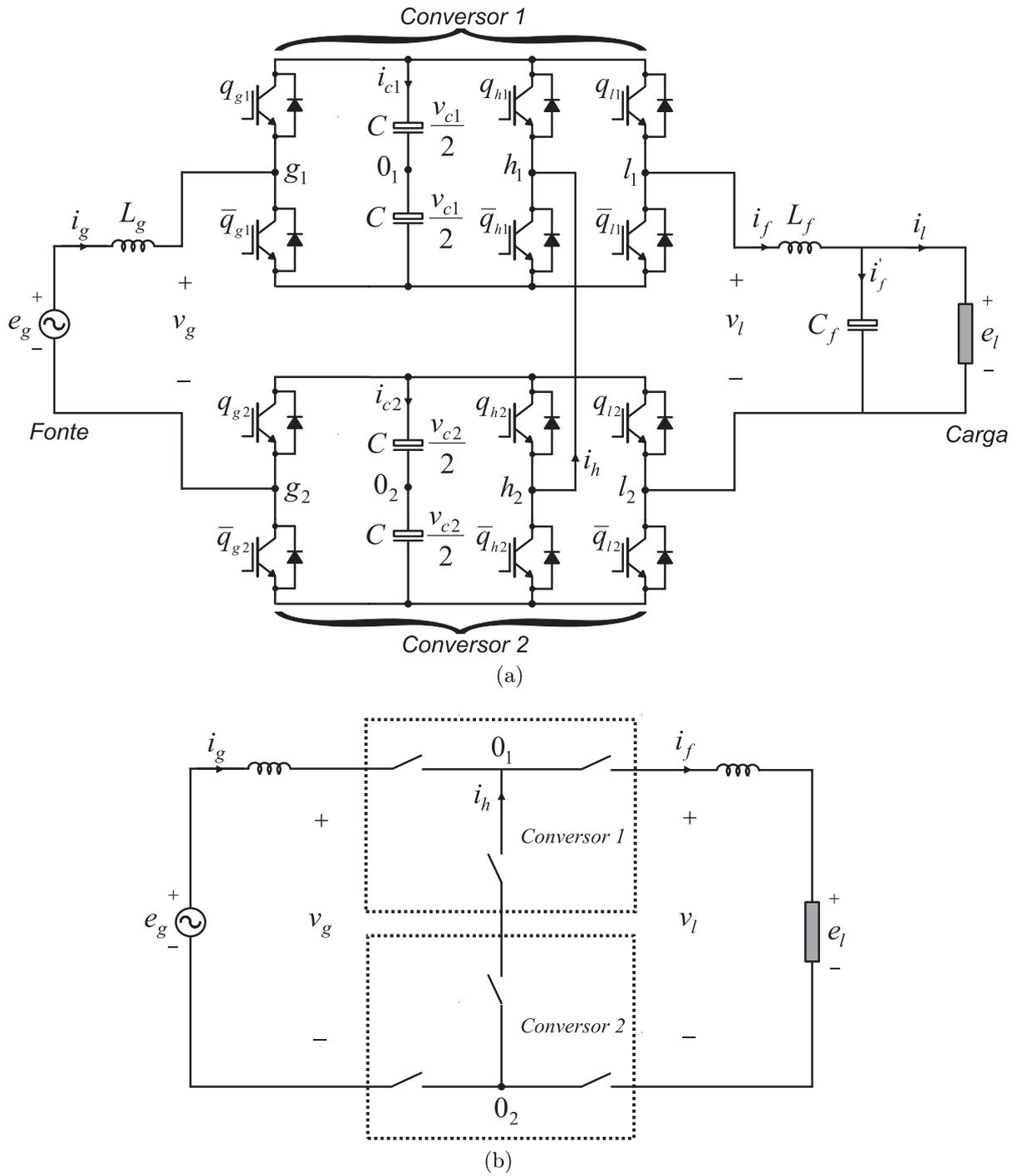


Figura 1.5: Topologia estudada - L6D2. (a) Diagrama esquemático. (b) Circuito equivalente simplificado.

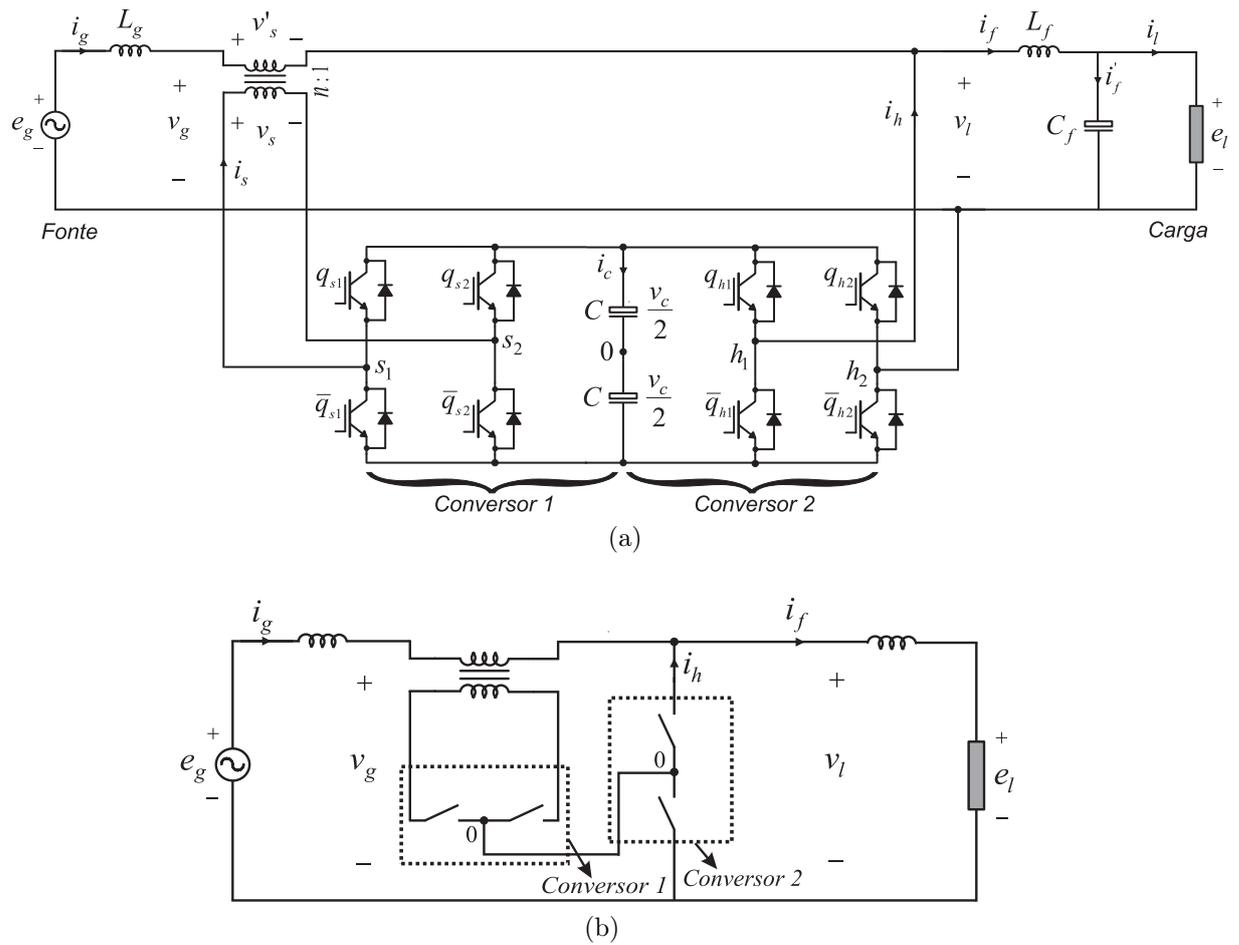


Figura 1.6: Topologia proposta - L4D1Ts. (a) Diagrama esquemático. (b) Circuito equivalente simplificado.



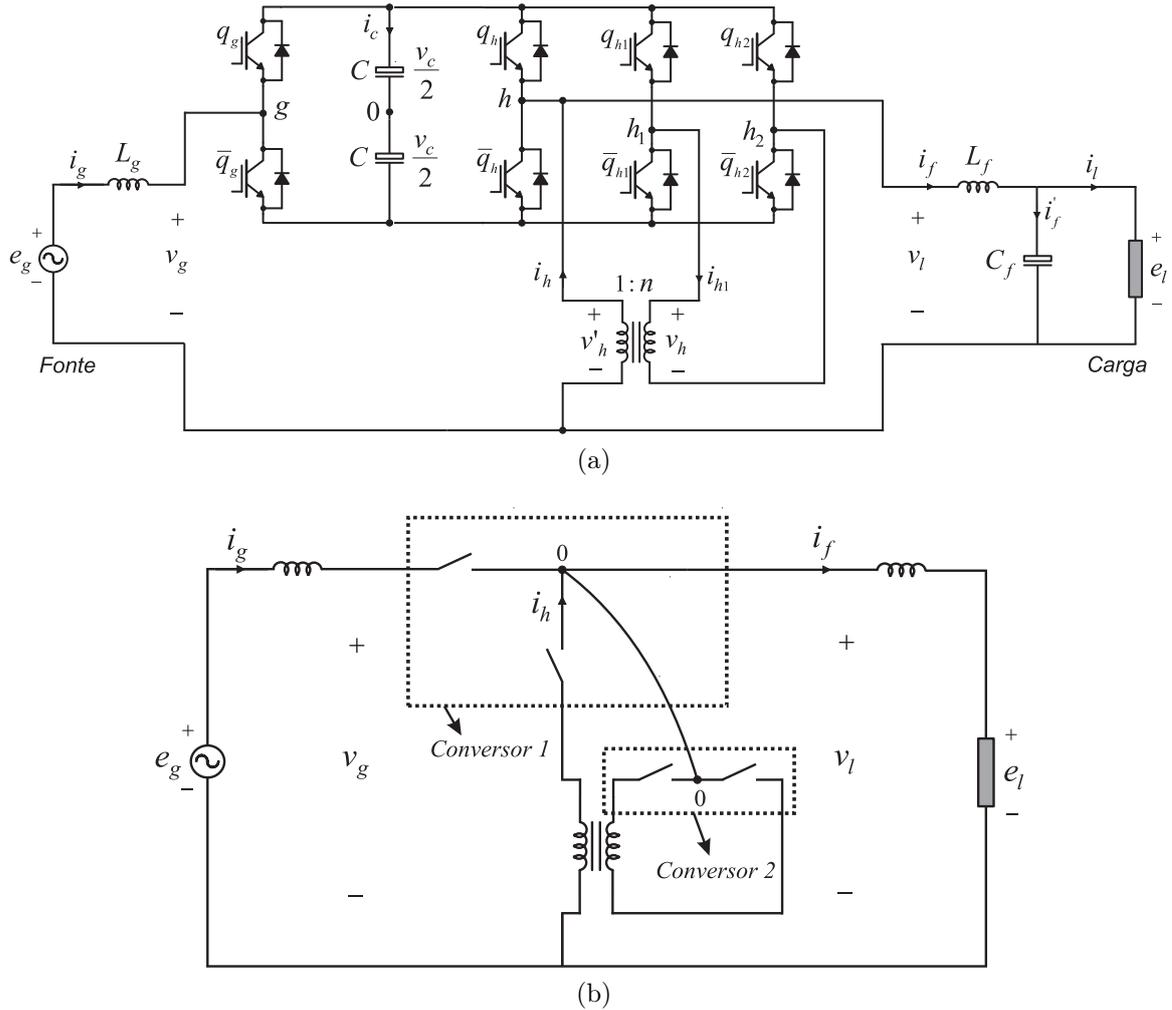


Figura 1.8: Topologia proposta - L4D1Th. (a) Diagrama esquemático. (b) Circuito equivalente simplificado.

### 1.3 Revisão Bibliográfica

Recentemente tem se notado um aumento na exigência dos índices de qualidade de energia elétrica. Além disso, observa-se uma demanda por conversores estáticos com potências cada vez maiores. Estes conversores são utilizados na alimentação e acionamento de diversos tipos de cargas. Como, por exemplo, a 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 o acionamento de motores de médio e grande porte [31, 32].

Como todo dispositivo elétrico/eletrônico, as chaves semicondutoras possuem limites de operação de tensão e de corrente. Em muitos casos, para se alcançar níveis de tensão ou corrente em uma dada carga sem comprometer o funcionamento das chaves é preciso conectar os conversores em série ou paralelo. As ligações série diminuem o *rating* de tensão

( $dv/dt$ ) sobre as chaves de potência e geram sinais de tensão com menor conteúdo harmônico [33, 34], sendo geralmente utilizadas para alimentar cargas que exigem elevados níveis de tensão. As ligações em paralelo são empregadas quando a carga acionada demanda níveis de corrente elevados e faz-se necessário um caminho auxiliar para a circulação de corrente a fim de evitar danos às chaves.

Adicionalmente, as associações de conversores permitem a obtenção de uma tensão de saída multinível que apresenta redução de conteúdo harmônico em relação aos conversores convencionais de dois níveis para uma mesma frequência de chaveamento, proporcionando assim a redução do tamanho e custo do filtro de saída e melhorando a resposta dinâmica do sistema [18]. Em [16] foi apresentado o inversor de três níveis e, a partir de então, inúmeros estudos vêm sendo catalogados e novas topologias vêm sendo desenvolvidas. Três classes distintas de conversores multiníveis têm sido alvo de estudos:

- *Neutral Point Camped* ou *Diode-Camped (NPC)* - conversores multiníveis com diodo grampeado [16, 35, 36, 37];
- *Flying Capacitor* ou *Capacitor-Clamped* - conversores multiníveis com capacitor flutuante [34, 38];
- Conversores em ponte H - associação de células de comutação de dois e três níveis [39, 40, 41].

A aplicação dos conversores *CA-CC-CA* tem crescido bastante no setor industrial, onde se busca dispositivos que gerem baixa distorção harmônica e apresentem controle simples. A principal área de aplicação desses conversores envolve condicionadores de energia [42, 43], sistemas de geração [44, 45], aplicações com tolerância a falta [46, 47] e *UPS* [48, 49, 50].

Na literatura técnica, as pesquisas relacionadas a conversores *CA-CC-CA* estão sendo feitas no sentido de se obter topologias que possam alcançar potências cada vez mais elevadas, com número reduzido de componentes e sistema de controle simples [51, 52, 53]. Além disso, esses conversores devem fornecer correntes de entrada senoidais com fator de potência unitário, e que sejam eficazes para proteger a carga contra distúrbios de linha.

Nesse contexto, na literatura muitas topologias foram propostas para conversores do tipo *CA-CC-CA*. O conversor *CA-CC-CA* monofásico-monofásico padrão estudado na literatura apresenta quatro braços (ponte completa), totalizando oito chaves, sendo dois braços no lado *CA-CC* (alimentando pela rede) e os outros braços no lado *CC-CA* (alimenta a carga) [24]. Outra topologia apresentada na literatura é a que usa três braços, totalizando seis chaves [50, 54, 55]. Um braço é compartilhado pelo lado da rede e pelo lado da carga. Alguns trabalhos também apresentam topologias com número reduzido de chaves para alimentar cargas bifásicas [56] e cargas trifásicas [57, 58, 59, 60, 61, 62, 63, 64, 65].

Neste trabalho, são discutidos alguns métodos de caracterização e funcionamento de topologias *CA-CC-CA* monofásicas, resultantes da interligação de conversores utilizando módulos de três braços e em ponte H, com a finalidade 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, essa classe de conversores multiníveis pode ser realizada de forma série ou paralela com ou sem transformador, todas elas apresentam as seguintes vantagens:

- Sua estrutura modular permite o aumento do número de níveis com facilidade se aumentarmos o número de módulos [41];
- É de fácil manutenção devido à modularidade;
- Necessita de uma menor quantidade de componentes para atingir um mesmo número de níveis quando comparado com as outras classes de estruturas citadas as quais precisam de diodos grameadores ou capacitores flutuantes;
- Pode se tornar uma topologia tolerante a falhas, já que o conversor pode continuar a operar mesmo quando se retira um braço ou um módulo defeituoso, desde que se reduza a tensão ou corrente de operação do sistema;
- Pode ter fontes do lado *CC* substituídas por capacitores quando utilizados para a correção de fator de potência ou como filtro ativo;
- A montagem mecânica torna-se bastante simples se forem utilizados módulos de semicondutores para cada braço do conversor.

Na associação série sem transformador a tensão de saída é dada pela soma das tensões fornecidas por cada conversor. Desta maneira, para a associação de dois módulos com tensões iguais ( $V_1 = V_2 = V$ ), por exemplo, obtém-se tensões de saída com 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 ( $3V; 2V; V; 0; -V; -2V; -3V$ ). Portanto, o desempenho do sistema, do ponto de vista de redução de conteúdo harmônico, pode ser feito utilizando módulos de ponte H com diferentes valores de tensão [40]. Além disso, com a utilização de pontes completas monofásicas sempre serão obtidas estruturas com um número ímpar de níveis; para obter-se um número par de níveis é preciso a utilização de conversores meia ponte. Nesse tipo de conexão, sem uso de transformador, cada módulo H deve possuir sua própria fonte *CC* ou seu próprio barramento capacitivo, o que se traduz na grande desvantagem desse tipo de associação. Estruturas multiníveis com fontes *CC* separadas são apropriadas para utilização em sistemas que possuam várias células de energia, tais como, aplicações fotovoltaicas [66].

Na associação série com transformador as saídas dos conversores podem ser isoladas através destes fazendo com que todos os conversores compartilhem o mesmo barramento  $CC$ , evitando assim a desvantagem de utilizar uma fonte  $CC$  para cada conversor. Esse tipo de associação possui a desvantagem da necessidade de transformador de saída devido ao seu peso e volume, mas pode ser utilizada em sistemas de compensação série onde esse componente normalmente já é utilizado.

## 1.4 Organização do Trabalho

Neste trabalho são propostas e estudadas cinco topologias de conversores monofásicos do tipo  $CA-CC-CA$ . Todo o estudo é organizado em oito capítulos, onde o primeiro diz respeito a introdução geral, sendo dividido na apresentação do tema, contribuições do trabalho apontando os objetivos a se atingir, revisão bibliográfica mostrando o que já foi feito sobre o assunto tratado nesta dissertação e, por fim, organização do trabalho descrevendo a estrutura da dissertação.

No Capítulo 2, faz-se uma análise do conversor convencional L3D1, sendo apresentada a análise matemática do circuito, a estratégia  $PWM$  e a estratégia de controle. Este conversor é utilizado como base nas comparações realizadas com as topologias propostas.

No Capítulo 3, são estudados os conversores com dois barramentos L5D2 e L6D2. O estudo é feito da mesma forma que no Capítulo 2, apresentando o modelo de cada um e a estratégia  $PWM$ , acrescentando as estratégias que foram utilizadas no controle das estruturas.

No Capítulo 4, são apresentados os conversores com uso de transformador L4D1Ts, L5D1Th e L4D1Th. A apresentação é feita da mesma forma que no Capítulo 3.

No Capítulo 5, realiza-se análises da corrente do braço compartilhado e do nível de tensão nos barramentos  $CC$  dos conversores estudados.

No Capítulo 6 são realizadas comparações das estruturas propostas em relação à convencional segundo a análise da curva da  $WTHD$ , aplicando a técnica de múltiplas portadoras  $PWM$ .

No Capítulo 7 são realizadas comparações das estruturas propostas em relação à convencional segundo as perdas nos dispositivos semicondutores de potência.

No Capítulo 8 são mostrados os resultados das simulações dinâmicas e resultados experimentais para todas as estruturas estudadas.

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

# Capítulo 2

## Conversor *CA-CC-CA* Convencional

### 2.1 Introdução

Neste capítulo é apresentada a topologia denominada convencional. Essa estrutura possui três braços e um barramento *CC* (L3D1), um dos braços sendo compartilhado entre entrada e saída. Será apresentado seu modelo dinâmico e estabelecida uma estratégia *PWM* com a finalidade de determinar os estados dos dispositivos eletrônicos de potência que são chaveados a altas frequências. Também, é apresentada uma estratégia de controle cujos objetivos são: obter uma corrente de entrada senoidal com alto fator de potência, regular a amplitude e a frequência da tensão na carga e regular a tensão no barramento *CC*.

### 2.2 Modelo do Sistema

O diagrama esquemático da topologia convencional L3D1 está ilustrado na Figura 2.1a. De maneira complementar, pode-se observar na Figura 2.1b o modelo de circuito equivalente simplificado considerando cada braço como sendo uma fonte. Esta estrutura possui um braço compartilhado 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 seis chaves  $q_g, \bar{q}_g, q_l, \bar{q}_l, q_h$  e  $\bar{q}_h$ .

De acordo com a Figura 2.1, pode-se escrever as seguintes equações:

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

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

$$i_h = i_f - i_g \quad (2.3)$$

$$i_f = i_l + i'_f \quad (2.4)$$

$$pv_{cf} = \frac{i'_f}{C_f} \quad (2.5)$$

$$v_{cf} = e_l \quad (2.6)$$

onde os símbolos  $r$  e  $l$  são usados para representar as resistências e indutâncias dos filtros  $L_g$  e  $L_f$ ;  $p = d/dt$ ;  $e_g$  é a tensão da rede monofásica;  $e_l$  é a tensão da carga;  $v_g = v_{gh} = v_{g0} - v_{h0}$  é a tensão na entrada;  $v_l = v_{lh} = v_{l0} - v_{h0}$  é a tensão na saída;  $v_{g0}$ ,  $v_{l0}$  e  $v_{h0}$  são as tensões de polo do conversor;  $i_g$  é a corrente da rede monofásica;  $i_l$  é a corrente na carga;  $i_h$  é a corrente no braço compartilhado;  $i'_f$  é a corrente do capacitor de filtro de saída; e  $v_{cf}$  é a tensão do capacitor do filtro de saída.

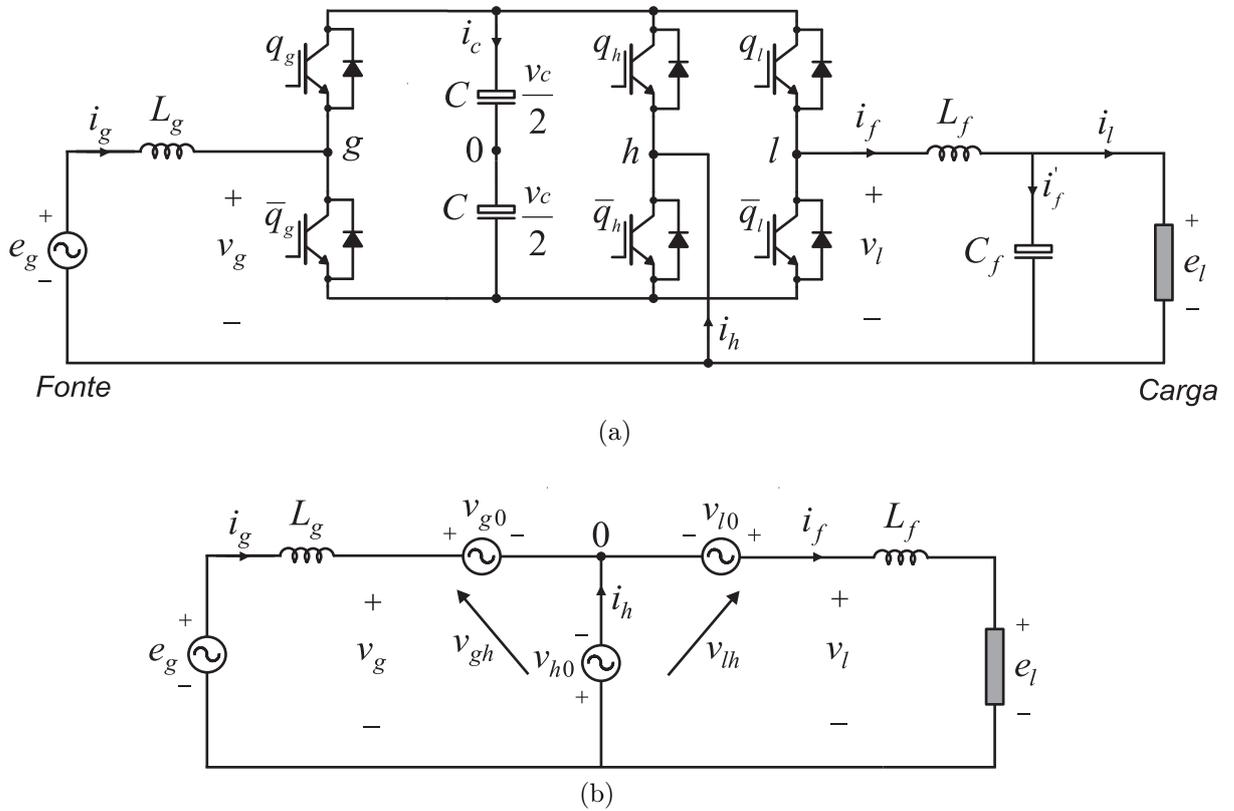


Figura 2.1: Modelo da topologia convencional com três braços e um barramento CC - L3D1. (a) Diagrama esquemático. (b) Circuito equivalente simplificado.

### 2.3 Estratégia PWM

As tensões de polo para cada braço,  $v_{g0}$ ,  $v_{l0}$  e  $v_{h0}$ , podem ser escritas em função dos estados das chaves da seguinte forma:

$$v_{g0} = (2q_g - 1) \frac{v_c}{2} \quad (2.7)$$

$$v_{l0} = (2q_l - 1) \frac{v_c}{2} \quad (2.8)$$

$$v_{h0} = (2q_h - 1) \frac{v_c}{2} \quad (2.9)$$

onde  $v_c$  é a tensão do barramento  $CC$ , e  $q_g$ ,  $q_l$  e  $q_h$  são os estados das chaves, definidos por variáveis binárias. Por exemplo, quando  $q_g = 1$ , a chave  $q_g$  se encontra no estado fechado, quando  $q_g = 0$ , a chave  $q_g$  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  $v_l^*$  na entrada e na saída do conversor, respectivamente, fornecidas pelos controladores são utilizadas no  $PWM$ . Estas tensões são escritas a partir das tensões de polo de referência  $v_{g0}^*$ ,  $v_{l0}^*$  e  $v_{h0}^*$ :

$$v_g^* = v_{gh}^* = v_{g0}^* - v_{h0}^* \quad (2.10)$$

$$v_l^* = v_{lh}^* = v_{l0}^* - v_{h0}^* \quad (2.11)$$

As tensões de polo de referência  $v_{g0}^*$ ,  $v_{l0}^*$  e  $v_{h0}^*$  são comparadas com uma portadora  $PWM$  de frequência elevada para gerar os estados das chaves. Nota-se que há três tensões de polo de referência a serem determinadas e, portanto, também são necessárias três equações. As equações (2.10) e (2.11) fornecidas pelos controladores não são suficientes, desse modo, uma variável auxiliar pode ser definida como:

$$v_x^* = v_{h0}^* \quad (2.12)$$

Assim, a partir das equações (2.10), (2.11) e (2.12) é possível obter as tensões de polo de referência, conforme mostrado a seguir:

$$v_{g0}^* = v_g^* + v_x^* \quad (2.13)$$

$$v_{l0}^* = v_l^* + v_x^* \quad (2.14)$$

$$v_{h0}^* = v_x^* \quad (2.15)$$

A variável auxiliar pode ser selecionada livremente. A única condição imposta é que os limites máximo ( $v_c^*/2$ ) e mínimo ( $-v_c^*/2$ ) das tensões de polo de referência sejam respeitados. Os valores limites para essa variável são:

$$v_{x,min}^* = -\frac{v_c^*}{2} - \min\{v_g^*, v_l^*, 0\} \quad (2.16)$$

$$v_{x,max}^* = \frac{v_c^*}{2} - \max\{v_g^*, v_l^*, 0\} \quad (2.17)$$

onde  $v_c^*$  representa a tensão de referência do barramento  $CC$  do conversor. A escolha da variável auxiliar, satisfazendo seus limites, pode ser realizada através do fator de distribuição de roda livre  $\mu_x$ , definido em [67, 68], como:

$$v_x^* = \mu_x v_{x,max}^* + (1 - \mu_x) v_{x,min}^* \quad (2.18)$$

onde  $0 \leq \mu_x \leq 1$ . Verifica-se que quando se escolhe  $\mu_x = 0$  ou  $\mu_x = 1$ , seleciona-se os valores mínimos ( $v_x^* = v_{x,min}^*$ ) ou valores máximos ( $v_x^* = v_{x,max}^*$ ) da variável auxiliar  $v_x^*$ , significando que um dos braços opera com frequência de chaveamento nula durante determinado instante, o que implica na redução das perdas por chaveamento. Por outro lado, quando se escolhe  $\mu_x = 0,5$ , o valor médio de  $v_x^*$  é selecionado, os pulsos de tensão se tornam simétricos, ocasionando uma redução do valor da  $THD$  [67], para este caso de uma única portadora  $PWM$ .

## 2.4 Estratégia de Controle

O diagrama de controle da topologia convencional L3D1 é apresentado na Figura 2.2.

A estratégia de controle utilizada 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 da rede, garantindo uma maximização do fator de potência na entrada. O sistema opera regulando a tensão do capacitor do barramento  $CC$ .

Pode-se observar, a partir do diagrama de controle, que a tensão do barramento  $CC$ ,  $v_c$ , é regulada através de um controlador do tipo PI convencional, representado pelo bloco  $R_c$ . Esse controlador determina a amplitude da corrente de referência da rede monofásica  $I_g^*$ .

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  $GEN - i_g$ , que utiliza a amplitude fornecida pelo controlador de tensão do barramento  $CC$  e a fase obtida pelo esquema de um  $PLL$  para gerar a corrente de referência na entrada.

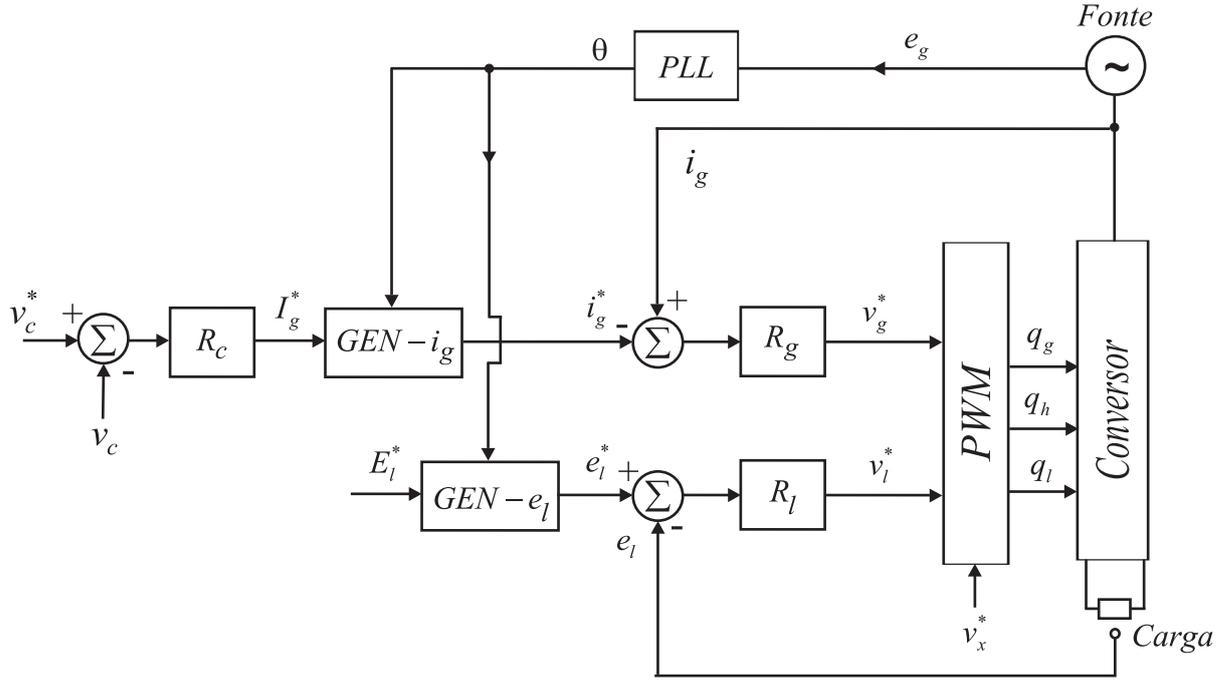


Figura 2.2: Diagrama de controle da topologia convencional - L3D1.

A corrente de entrada é controlada por um controlador de dupla sequência (controlador de sequência positiva e negativa) definido em [69, 70], representado na Figura 2.2 pelo bloco  $R_g$ . 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 de natureza alternada que possua frequência igual a  $\omega_e$ , pois o controlador fornece ganho infinito para sinais de entrada que possuam essa frequência. Esse controlador pode ser modelado no tempo pelas seguintes equações:

$$px_a = x_b + 2k_i \varepsilon_j \quad (2.19)$$

$$px_b = -\omega_e x_a \quad (2.20)$$

$$v_m^* = x_a + k_p \varepsilon_j \quad (2.21)$$

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 instantânea de referência da carga,  $e_l^* = \cos(\omega t + \theta_l)$  (onde  $\omega$  é a frequência em  $rad/s$  da rede,  $t$  é o tempo em  $s$  e  $\theta_l$  é a fase da tensão de referência), 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 da rede e da carga, possibilita a essa

topologia operar com o menor nível de tensão no barramento, conforme será mostrado no Capítulo 5 [Seção 5.3]. O controle da tensão da carga também é realizado por um controlador PI de dupla sequência representado pelo bloco  $R_l$  e definido pelas equações (2.19), (2.20) e (2.21), com  $\varepsilon_j = e_j^* - e_j$ ,  $j = l$  e  $m = l$ . Esse controlador define a tensão de referência de saída do conversor,  $v_l^*$ .

As tensões de referência fornecidas pelos controladores,  $v_g^*$  e  $v_l^*$ , juntamente com a tensão auxiliar,  $v_x^*$ , são processadas pelo bloco  $PWM$  para o cálculo das tensões de polo de referência, definidas pelas equações (2.13), (2.14) e (2.15). 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.

## 2.5 Conclusões

Neste capítulo foi apresentada a topologia convencional L3D1. Foram apresentados e discutidos o seu modelo dinâmico, estratégia  $PWM$  e estratégia de controle. O sistema de controle apresentado permite obter a regulação da tensão do barramento  $CC$ , a regulação da tensão na carga e a maximização do fator de potência de entrada (rede). A partir das equações mostradas neste capítulo, a estrutura convencional será simulada com o objetivo de se obter suas características de distorção harmônica e perdas nas chaves semicondutoras de potência e, por conseguinte, estabelecer uma comparação com as topologias propostas neste trabalho.

# Capítulo 3

## Conversores *CA-CC-CA* com Dois Barramentos *CC*

### 3.1 Introdução

Neste capítulo são apresentadas as topologias constituídas a partir da associação de dois módulos de dois e/ou três braços e sem uso de transformador. Do mesmo modo que no capítulo anterior, para cada uma das topologias é mostrado seu respectivo modelo dinâmico e estabelecida 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 tensões nos capacitores individualmente controladas, 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 da rede, 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. Neste trabalho será explorada a possibilidade de divisão da tensão total de forma desigual entre os dois barramentos *CC* com a finalidade de minimizar as perdas nos semicondutores e diminuir a distorção harmônica.

### 3.2 Conversor com Cinco Braços e Dois Barramentos *CC* - L5D2

A topologia proposta L5D2 é resultante da associação de um conversor de três braços do tipo L3D1 (conversor 1) com uma ponte H (conversor 2), que é conectada em série com o braço compartilhado, contabilizando cinco braços e dois barramentos *CC* na estrutura completa, como pode ser observado na Figura 3.1a. Esta estrutura possui 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  $q_g, \bar{q}_g, q_l, \bar{q}_l, q_h$  e  $\bar{q}_h$  e o conversor 2 é formado pelas chaves  $q_{h1}, \bar{q}_{h1}, q_{h2}$  e  $\bar{q}_{h2}$ .

### 3.2.1 Modelo do Sistema

O diagrama esquemático da topologia L5D2 está ilustrado na Figura 3.1a. De maneira complementar, pode-se observar na Figura 3.1b o modelo de circuito equivalente simplificado considerando cada braço como sendo uma fonte.

De acordo com a Figura 3.1, pode-se escrever as seguintes equações:

$$e_g = (r_g + pl_g)i_g + v_g \quad (3.1)$$

$$e_l = -(r_f + pl_f)i_f + v_l \quad (3.2)$$

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

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

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

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

com

$$v_g = v_{gh} + v_h \quad (3.7)$$

$$v_l = v_{lh} + v_h \quad (3.8)$$

onde os símbolos  $r$  e  $l$  são usados para representar as resistências e indutâncias dos filtros  $L_g$  e  $L_f$ ;  $p = d/dt$ ;  $e_g$  é a tensão da rede monofásica;  $e_l$  é a tensão da carga;  $v_g$  é a tensão na entrada;  $v_l$  é a tensão na saída;  $v_{gh} = v_{g0_1} - v_{h0_1}$ ;  $v_{lh} = v_{l0_1} - v_{h0_1}$ ;  $v_h = v_{h10_2} - v_{h20_2}$ ;  $v_{g0_1}$ ,  $v_{l0_1}$  e  $v_{h0_1}$  são as tensões de polo do conversor 1;  $v_{h10_2}$  e  $v_{h20_2}$  são as tensões de polo do conversor 2;  $i_g$  é a corrente da rede monofásica;  $i_l$  é a corrente na carga;  $i_h$  é a corrente no braço compartilhado;  $i'_f$  é a corrente do capacitor de filtro de saída; e  $v_{cf}$  é a tensão do capacitor do filtro de saída.

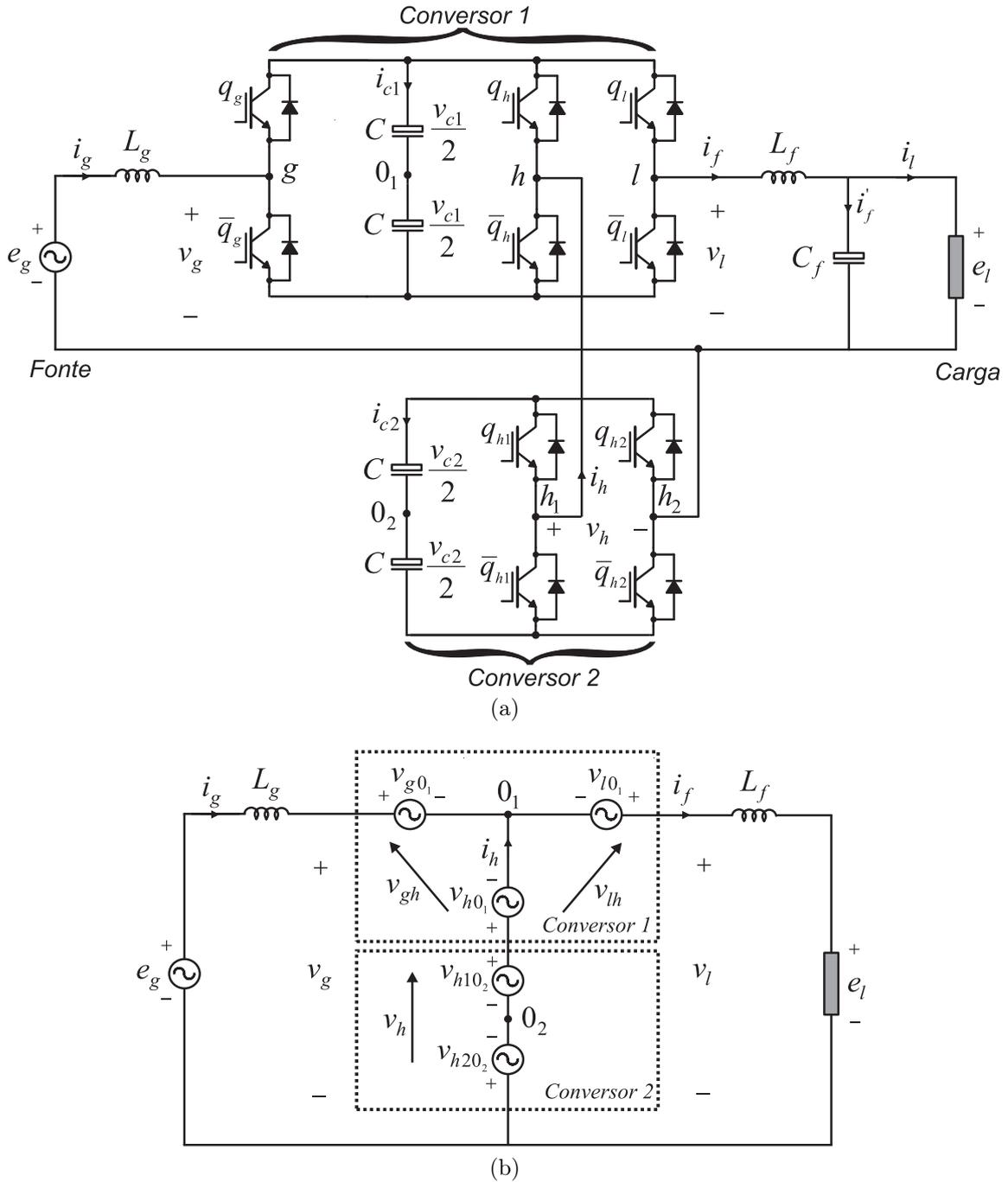


Figura 3.1: Modelo da topologia com cinco braços e dois barramentos  $CC$  - L5D2. (a) Diagrama esquemático. (b) Circuito equivalente simplificado.

### 3.2.2 Estratégia $PWM$

As tensões de polo para cada braço,  $v_{g0_1}$ ,  $v_{l0_1}$ ,  $v_{h0_1}$ ,  $v_{h10_2}$  e  $v_{h20_2}$ , podem ser escritas em função dos estados das chaves da seguinte forma:

$$v_{g0_1} = (2q_g - 1) \frac{v_{c1}}{2} \quad (3.9)$$

$$v_{l0_1} = (2q_l - 1) \frac{v_{c1}}{2} \quad (3.10)$$

$$v_{h0_1} = (2q_h - 1) \frac{v_{c1}}{2} \quad (3.11)$$

$$v_{h10_2} = (2q_{h1} - 1) \frac{v_{c2}}{2} \quad (3.12)$$

$$v_{h20_2} = (2q_{h2} - 1) \frac{v_{c2}}{2} \quad (3.13)$$

onde  $v_{c1}$  e  $v_{c2}$  são as tensões dos barramentos *CC* dos conversores 1 e 2, respectivamente;  $q_g$ ,  $q_l$ ,  $q_h$ ,  $q_{h1}$  e  $q_{h2}$  são os estados das chaves, definidos por variáveis binárias como explicado na seção 2.3.

As tensões de referência de entrada e de saída para o conversor L5D2 podem ser escritas como:

$$v_g^* = v_{gh}^* + v_h^* \quad (3.14)$$

$$v_l^* = v_{lh}^* + v_h^* \quad (3.15)$$

As tensões  $v_{gh}^*$ ,  $v_{lh}^*$  e  $v_h^*$  são definidas em relação às tensões de polo de referência  $v_{g0_1}^*$ ,  $v_{l0_1}^*$ ,  $v_{h0_1}^*$ ,  $v_{h10_2}^*$  e  $v_{h20_2}^*$ :

$$v_{gh}^* = v_{g0_1}^* - v_{h0_1}^* \quad (3.16)$$

$$v_{lh}^* = v_{l0_1}^* - v_{h0_1}^* \quad (3.17)$$

$$v_h^* = v_{h10_2}^* - v_{h20_2}^* \quad (3.18)$$

Para as topologias que possuem dois barramentos (L5D2 e L6D2) observa-se dois tipos de  $\mu$ , os externos ( $\mu_{ext}$ ) e os internos ( $\mu_{int}$ ). O externo é utilizado na divisão da tensão total de entrada e saída ( $v_g$  e  $v_l$ ) entre os dois conversores que compõe a estrutura (conversores 1 e 2), fornecendo as tensões de entrada e saída de cada um deles. Por outro lado, o interno, denominado de fator de distribuição de roda livre, é utilizado na divisão das tensões estabelecidas para cada conversor.

O sistema de controle fornece  $v_g^*$  e  $v_l^*$ . Constata-se que há cinco tensões de polo de referência a serem determinadas sendo, portanto, necessário definir três variáveis auxiliares: uma externa  $v_x^*$  e duas internas  $v_{y1}^*$  e  $v_{y2}^*$ .

Inicialmente, a estratégia *PWM* aqui apresentada realiza a divisão da tensão total de entrada e de saída entre os conversores 1 e 2 através da variável auxiliar externa  $v_x^*$ . Na sequência, definida a tensão para cada conversor, a variável auxiliar interna  $v_{y1}^*$  é utilizada para realizar a divisão da tensão estabelecida para o conversor 1, assim como a variável auxiliar interna  $v_{y2}^*$  é utilizada para realizar a divisão da tensão estabelecida para

o conversor 2. A descrição completa desse procedimento é apresentada a seguir:

- Divisão da tensão total de entrada e de saída entre os conversores 1 e 2

A divisão da tensão total de entrada ( $v_g^*$ ) e de saída ( $v_l^*$ ) entre os conversores 1 e 2 é feita a partir das equações (3.14) e (3.15) e da variável auxiliar externa  $v_x^*$ , da seguinte forma:

$$v_{gh}^* = v_g^* + v_x^* \quad (3.19)$$

$$v_{lh}^* = v_l^* + v_x^* \quad (3.20)$$

$$-v_h^* = v_x^* \quad (3.21)$$

A variável auxiliar  $v_x^*$  pode ser escolhida livremente. A única condição imposta é que os limites máximos ( $v_{c1}^*, v_{c2}^*$ ) e mínimos ( $-v_{c1}^*, -v_{c2}^*$ ) das tensões de referência  $v_{gh}^*, v_{lh}^*$  e  $v_h^*$  sejam respeitados. Portanto, os limites para essa variável são:

$$v_{x,min}^* \leq v_x^* \leq v_{x,max}^* \quad (3.22)$$

$$v_{x,min}^* = \max\{v_{x1,min}^*, v_{x2,min}^*\} \quad (3.23)$$

$$v_{x,max}^* = \min\{v_{x1,max}^*, v_{x2,max}^*\} \quad (3.24)$$

onde

$$v_{x1,min}^* = -v_{c1}^* - \min\{v_g^*, v_l^*\} \quad (3.25)$$

$$v_{x1,max}^* = v_{c1}^* - \max\{v_g^*, v_l^*\} \quad (3.26)$$

$$v_{x2,min}^* = -v_{c2}^* \quad (3.27)$$

$$v_{x2,max}^* = v_{c2}^* \quad (3.28)$$

As tensões  $v_{c1}^*$  e  $v_{c2}^*$  são as referências dos barramentos *CC* dos conversores 1 e 2, respectivamente. A escolha da variável auxiliar, satisfazendo seus limites, pode ser realizada através da variável  $\mu_x$ , como apresentado na equação (3.29), com  $0 \leq \mu_x \leq 1$ .

$$v_x^* = \mu_x v_{x,max}^* + (1 - \mu_x) v_{x,min}^* \quad (3.29)$$

- Divisão das tensões estabelecidas para os conversores 1 e 2

A divisão de tensão para o conversor 1 é feita através da variável auxiliar  $v_{y1}^*$ , que pode ser definida como:

$$v_{y1}^* = v_{h0_1}^* \quad (3.30)$$

Dados  $v_{gh}^*$  e  $v_{lh}^*$ , definidas nas equações (3.19) e (3.20), e utilizando a variável auxiliar  $v_{y1}^*$ , obtêm-se as tensões de polo de referência para o conversor 1, como mostrado nas equações (3.31), (3.32) e (3.33).

$$v_{g0_1}^* = v_{gh}^* + v_{y1}^* \quad (3.31)$$

$$v_{l0_1}^* = v_{lh}^* + v_{y1}^* \quad (3.32)$$

$$v_{h0_1}^* = v_{y1}^* \quad (3.33)$$

De forma análoga, a divisão de tensão para o conversor 2 é feita através da variável auxiliar  $v_{y2}^*$ , que pode ser definida como:

$$v_{y2}^* = v_{h20_2}^* \quad (3.34)$$

De posse da tensão de referência  $v_h^*$ , definida na equação (3.21), utiliza-se a variável auxiliar  $v_{y2}^*$  para obtenção das tensões de polo de referência para o conversor 2, como mostrado nas equações (3.35) e (3.36).

$$v_{h10_2}^* = v_h^* + v_{y2}^* \quad (3.35)$$

$$v_{h20_2}^* = v_{y2}^* \quad (3.36)$$

As variáveis auxiliares  $v_{y1}^*$  e  $v_{y2}^*$  podem ser selecionadas livremente. A única condição imposta é que os limites máximos ( $v_{c1}^*/2, v_{c2}^*/2$ ) e mínimos ( $-v_{c1}^*/2, -v_{c2}^*/2$ ) das tensões de polo de referência dos conversores 1 e 2 sejam respeitados. Portanto, os valores limites para essas variáveis são:

$$v_{y1,min}^* = -\frac{v_{c1}^*}{2} - \min\{v_{gh}^*, v_{lh}^*, 0\} \quad (3.37)$$

$$v_{y1,max}^* = \frac{v_{c1}^*}{2} - \max\{v_{gh}^*, v_{lh}^*, 0\} \quad (3.38)$$

$$v_{y2,min}^* = -\frac{v_{c2}^*}{2} - \min\{v_h^*, 0\} \quad (3.39)$$

$$v_{y2,max}^* = \frac{v_{c2}^*}{2} - \max\{v_h^*, 0\} \quad (3.40)$$

A escolha das variáveis auxiliares internas, satisfazendo seus limites, pode ser rea-

lizada através dos fatores de roda livre,  $\mu_{y1}$  e  $\mu_{y2}$ , como indicado nas equações (3.41) e (3.42), com  $0 \leq \mu_{y1} \leq 1$  e  $0 \leq \mu_{y2} \leq 1$ .

$$v_{y1}^* = \mu_{y1}v_{y1,max}^* + (1 - \mu_{y1})v_{y1,min}^* \quad (3.41)$$

$$v_{y2}^* = \mu_{y2}v_{y2,max}^* + (1 - \mu_{y2})v_{y2,min}^* \quad (3.42)$$

Convencionalmente, a comparação com as tensões de polo de referência é feita utilizando apenas uma portadora *PWM*. Neste trabalho é aplicada a técnica de múltiplas portadoras *PWM* para a determinação dos sinais de gatilho das chaves de potência. O objetivo de utilizar essa técnica é encontrar menores valores de distorção harmônica em relação à topologia convencional. 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 frequência constante. As siglas utilizadas em função do número de portadoras *PWM* são: 1P para uma portadora, 2P-90° para duas portadoras defasadas de 90°, 2P-180° para duas portadoras defasadas de 180° e 4P-90° para quatro portadoras defasadas de 90°.

Na Figura 3.2 são ilustradas as portadoras ( $v_{t1}$ ,  $v_{t2}$ ,  $v_{t3}$  e  $v_{t4}$ ), bem como é indicado como elas são utilizadas nos braços do conversor L5D2 em cada configuração (1P, 2P-90°, 2P-180° e 4P-90°).

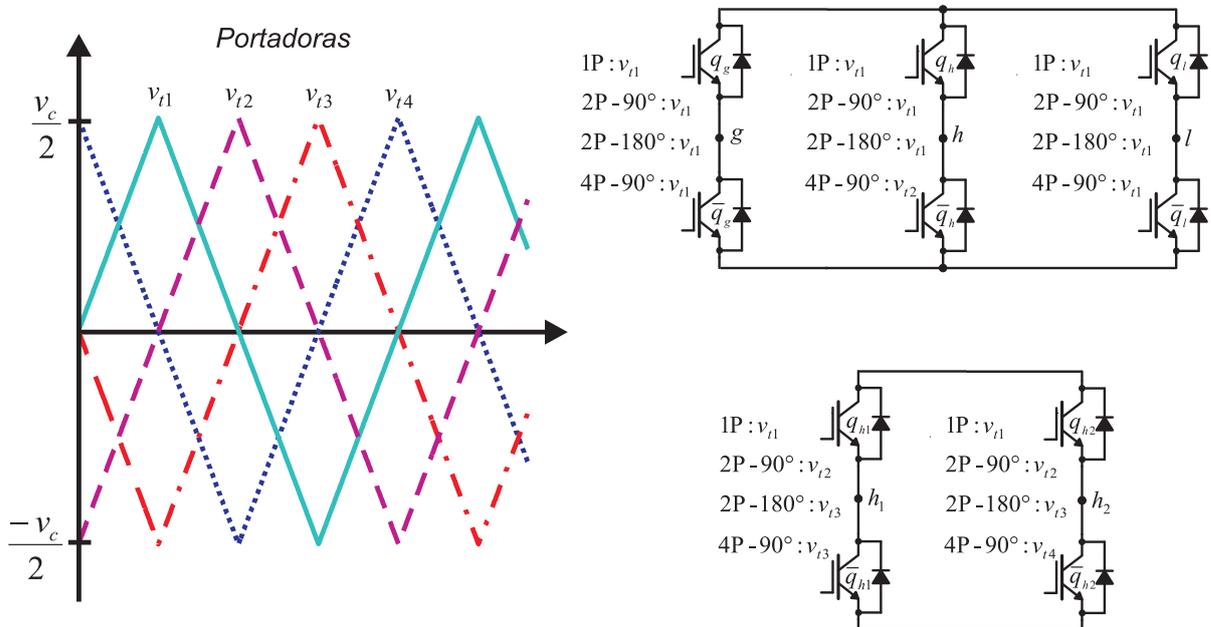


Figura 3.2: Utilização das portadoras *PWM* no conversor L5D2.

Quando duas portadoras *PWM* são utilizadas, analisou-se duas situações: 1) uma portadora é defasada de um ângulo  $\theta_t = 90^\circ$  em relação à outra, de maneira que  $\theta_{t1} = 0^\circ$  e  $\theta_{t2} = 90^\circ$ , onde  $\theta_{t1}$  e  $\theta_{t2}$  são, respectivamente, os ângulos das portadoras  $v_{t1}$  e  $v_{t2}$ ; 2)

uma portadora é defasada de um ângulo  $\theta_t = 180^\circ$  em relação à outra, de maneira que  $\theta_{t1} = 0^\circ$  e  $\theta_{t3} = 180^\circ$ , onde  $\theta_{t1}$  e  $\theta_{t3}$  são, respectivamente, os ângulos das portadoras  $v_{t1}$  e  $v_{t3}$ . Neste cenário, a portadora  $v_{t1}$  é comparada com as tensões de polo de referência dos braços do conversor 1,  $v_{g01}^*$ ,  $v_{l01}^*$ ,  $v_{h01}^*$ , e a portadora  $v_{t2}$  (2P-90°), ou  $v_{t3}$  (2P-180°), é comparada com as tensões de polo de referência dos braços do conversor 2,  $v_{h102}^*$  e  $v_{h202}^*$ . Portanto, a amplitude da portadora  $v_{t1}$  varia entre  $v_{c1}^*/2$  e  $-v_{c1}^*/2$  e a amplitude da portadora  $v_{t2}$  (2P-90°) ou  $v_{t3}$  (2P-180°) varia entre  $v_{c2}^*/2$  e  $-v_{c2}^*/2$ .

Quando se utiliza quatro portadoras *PWM*, a defasagem entre elas é de um ângulo  $\theta_t = 90^\circ$  em relação à outra, de maneira que  $\theta_{t1} = 0^\circ$ ,  $\theta_{t2} = 90^\circ$ ,  $\theta_{t3} = 180^\circ$  e  $\theta_{t4} = 270^\circ$  onde  $\theta_{t1}$ ,  $\theta_{t2}$ ,  $\theta_{t3}$  e  $\theta_{t4}$  são, respectivamente, os ângulos das portadoras  $v_{t1}$ ,  $v_{t2}$ ,  $v_{t3}$  e  $v_{t4}$ . Neste caso, a portadora  $v_{t1}$  é comparada com as tensões de polo de referência  $v_{g01}^*$  e  $v_{l01}^*$ , a portadora  $v_{t2}$  é comparada com a tensão de polo  $v_{h01}^*$ , a portadora  $v_{t3}$  é comparada a tensão de polo de referência  $v_{h102}^*$  e a portadora  $v_{t4}$  é comparada a tensão de polo de referência  $v_{h202}^*$ . Nesta configuração, a amplitude das portadoras  $v_{t1}$  e  $v_{t2}$  varia entre  $v_{c1}^*/2$  e  $-v_{c1}^*/2$  e a amplitude das portadoras  $v_{t3}$  e  $v_{t4}$  varia entre  $v_{c2}^*/2$  e  $-v_{c2}^*/2$ .

### 3.2.3 Estratégia de Controle

O diagrama de controle da topologia L5D2 é apresentado na Figura 3.3.

Pode-se verificar que a tensão total dos barramentos *CC*,  $v_{ct} = v_{c1} + v_{c2}$ , é regulada através de um controlador do tipo PI convencional, representado pelo bloco  $R_{ct}$ . Esse controlador determina a amplitude da corrente de referência da rede monofásica  $I_g^*$ .

Adicionalmente, a tensão  $v_{c2}$ , do capacitor do barramento *CC* do conversor 2 é também regulada por um controlador do tipo PI convencional, representado pelo bloco  $R_{c2}$ . Esse bloco fornece na saída a variável  $\mu_x^*$ . A depender do sentido da corrente no braço compartilhado ( $i_h$ ), seleciona-se  $\mu_x^*$  ou seu complemento  $1 - \mu_x^*$  para realização do *PWM*. Se  $i_h \leq 0$ , a chave  $k$  é ligada ao ponto 1 selecionando  $1 - \mu_x^*$ . Se  $i_h > 0$ , a chave  $k$  é ligada ao ponto 2 selecionando  $\mu_x^*$ . Desta forma é possível direcionar mais potência para um conversor em detrimento ao outro. Além disso, ao variar  $\mu_x^*$  varia-se  $v_x^*$ , conforme indicado na equação (3.29). Como a variável auxiliar  $v_x^*$  realiza a divisão da tensão total (consequentemente da potência total) de entrada e de saída entre os conversores 1 e 2, verifica-se que a tensão no capacitor do barramento *CC* do conversor 2,  $v_{c2}$ , pode ser controlada através de  $\mu_x^*$ .

O controle do fator de potência da rede para esta topologia, assim como para a topologia convencional, é baseado no esquema de um *PLL*. Dessa forma, a corrente instantânea de referência  $i_g^*$  é sincronizada com a tensão da rede monofásica,  $e_g$ . Essa sincronização é representada pelo bloco  $GEN - i_g$ .

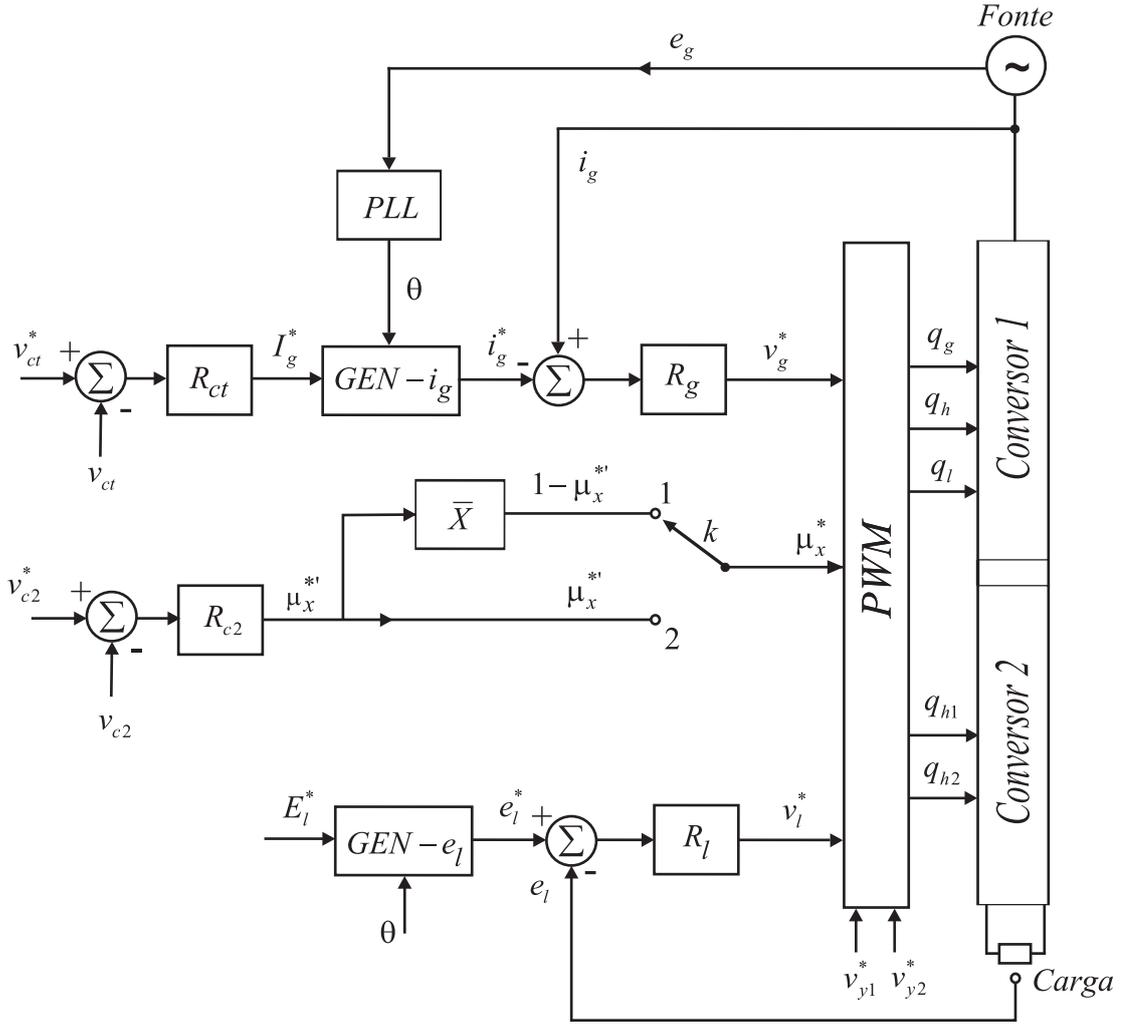


Figura 3.3: Diagrama de controle da topologia L5D2.

O controlador da corrente de entrada, representado pelo bloco  $R_g$ , é implementado usando um controlador PI de dupla sequência cujo modelo foi apresentado na seção 2.4. Esse controlador define a tensão de referência de entrada do conversor,  $v_g^*$ . A tensão instantânea de referência da carga,  $e_l^*$ , 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 da rede e da carga, possibilita ao conversor operar com o menor nível de tensão nos barramentos, conforme será mostrado no Capítulo 5 [Seção 5.3]. O controle da tensão da carga também é realizado por um controlador PI de dupla sequência representado pelo bloco  $R_l$ . Esse controlador define a tensão de referência de saída do conversor,  $v_l^*$ .

A partir das tensões de referência  $v_g^*$  e  $v_l^*$  e da variável  $\mu_x^*$ , fornecidas pelos controladores, obtêm-se as tensões  $v_{gh}^*$ ,  $v_{lh}^*$  e  $v_h^*$ . Essas tensões, juntamente com as variáveis auxiliares  $v_{y1}^*$  e  $v_{y2}^*$ , são processadas pelo bloco  $PWM$  para o cálculo das tensões de polo de referência, definidas pelas equações (3.31), (3.32), (3.33), (3.35) e (3.36). Essas tensões 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 com Seis Braços e Dois Barramentos CC - L6D2

A topologia proposta L6D2 é resultante da associação série de dois conversores de três braços do tipo L3D1, onde cada um dos conversores possui um braço compartilhado entre sua respectiva entrada e saída, contabilizando seis braços e dois barramentos CC na estrutura completa, conforme mostrado na Figura 3.4a. Esta estrutura possui 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  $q_{g1}$ ,  $\bar{q}_{g1}$ ,  $q_{l1}$ ,  $\bar{q}_{l1}$ ,  $q_{h1}$  e  $\bar{q}_{h1}$  e o conversor 2 é formado pelas chaves  $q_{g2}$ ,  $\bar{q}_{g2}$ ,  $q_{l2}$ ,  $\bar{q}_{l2}$ ,  $q_{h2}$  e  $\bar{q}_{h2}$ .

Esta topologia foi proposta em [30] e estudada em [24]. Neste trabalho, é proposta uma nova abordagem de estratégia *PWM* e de controle dos barramentos CC. Adicionalmente, sua caracterização será apresentada em um próximo capítulo.

#### 3.3.1 Modelo do Sistema

O diagrama esquemático da topologia L6D2 está ilustrado na Figura 3.4a. Na Figura 3.4b é mostrado o modelo de circuito equivalente simplificado para esse conversor considerando cada braço como sendo uma fonte.

De acordo com a Figura 3.4, pode-se escrever as seguintes equações:

$$e_g = (r_g + pl_g)i_g + v_g \quad (3.43)$$

$$e_l = -(r_f + pl_f)i_f + v_l \quad (3.44)$$

$$i_h = i_f - i_g \quad (3.45)$$

$$i_f = i_l + i_f' \quad (3.46)$$

$$pv_{cf} = \frac{i_f'}{C_f} \quad (3.47)$$

$$v_{cf} = e_l \quad (3.48)$$

com

$$v_g = v_{g1} - v_{g2} \quad (3.49)$$

$$v_l = v_{l1} - v_{l2} \quad (3.50)$$

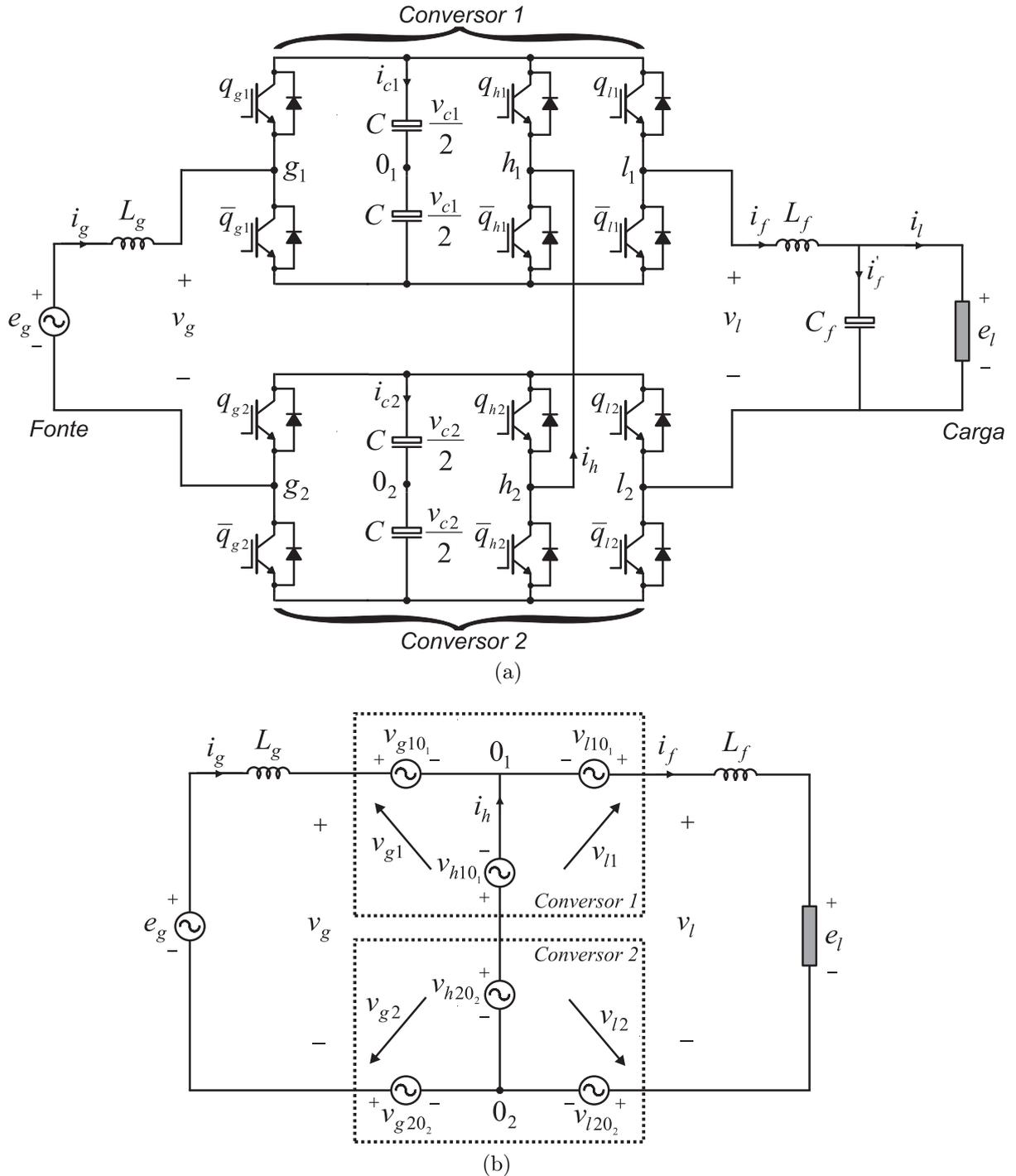


Figura 3.4: Modelo da topologia com seis braços e dois barramentos CC - L6D2. (a) Diagrama esquemático. (b) Circuito equivalente simplificado.

onde os símbolos  $r$  e  $l$  são usados para representar as resistências e indutâncias dos filtros  $L_g$  e  $L_f$ ;  $p = d/dt$ ;  $e_g$  é a tensão da rede monofásica;  $e_l$  é a tensão da carga;  $v_g$  é a tensão na entrada;  $v_l$  é a tensão na saída;  $v_{g1} = v_{g10_1} - v_{h10_1}$ ;  $v_{g2} = v_{g20_2} - v_{h20_2}$ ;  $v_{l1} = v_{l10_1} - v_{h10_1}$ ;  $v_{l2} = v_{l20_2} - v_{h20_2}$ ;  $v_{g10_1}$ ,  $v_{l10_1}$  e  $v_{h10_1}$  são as tensões de polo do conversor 1;  $v_{g20_2}$ ,  $v_{l20_2}$  e  $v_{h20_2}$  são as tensões de polo do conversor 2;  $i_g$  é a corrente da rede monofásica;  $i_l$  é a corrente na carga;  $i_h$  é a corrente no braço compartilhado;  $i'_f$  é a corrente do capacitor de

filtro de saída; e  $v_{cf}$  é a tensão do capacitor do filtro de saída.

### 3.3.2 Estratégia PWM

As tensões de polo  $v_{g10_1}$ ,  $v_{l10_1}$ ,  $v_{h10_1}$ ,  $v_{g20_2}$ ,  $v_{l20_2}$ ,  $v_{h20_2}$  são definidas por:

$$v_{g10_1} = (2q_{g1} - 1) \frac{v_{c1}}{2} \quad (3.51)$$

$$v_{l10_1} = (2q_{l1} - 1) \frac{v_{c1}}{2} \quad (3.52)$$

$$v_{h10_1} = (2q_{h1} - 1) \frac{v_{c1}}{2} \quad (3.53)$$

$$v_{g20_2} = (2q_{g2} - 1) \frac{v_{c2}}{2} \quad (3.54)$$

$$v_{l20_2} = (2q_{l2} - 1) \frac{v_{c2}}{2} \quad (3.55)$$

$$v_{h20_2} = (2q_{h2} - 1) \frac{v_{c2}}{2} \quad (3.56)$$

onde  $v_{c1}$  e  $v_{c2}$  são as tensões dos barramentos *CC* dos conversores 1 e 2, respectivamente;  $q_{g1}$ ,  $q_{l1}$ ,  $q_{h1}$ ,  $q_{g2}$ ,  $q_{l2}$  e  $q_{h2}$  são os estados das chaves.

As tensões de referência de entrada e de saída para o conversor L6D2 podem ser escritas em função das tensões de referência para cada conversor que compõe a estrutura completa, conforme mostrado nas equações:

$$v_g^* = v_{g1}^* - v_{g2}^* \quad (3.57)$$

$$v_l^* = v_{l1}^* - v_{l2}^* \quad (3.58)$$

As tensões  $v_{g1}^*$ ,  $v_{g2}^*$ ,  $v_{l1}^*$  e  $v_{l2}^*$  são definidas em relação às tensões de polo de referência  $v_{g10_1}^*$ ,  $v_{l10_1}^*$ ,  $v_{h10_1}^*$ ,  $v_{g20_2}^*$ ,  $v_{l20_2}^*$  e  $v_{h20_2}^*$  como:

$$v_{g1}^* = v_{g10_1}^* - v_{h10_1}^* \quad (3.59)$$

$$v_{g2}^* = v_{g20_2}^* - v_{h20_2}^* \quad (3.60)$$

$$v_{l1}^* = v_{l10_1}^* - v_{h10_1}^* \quad (3.61)$$

$$v_{l2}^* = v_{l20_2}^* - v_{h20_2}^* \quad (3.62)$$

As saídas do sistema de controle são  $v_g^*$  e  $v_l^*$ . Verifica-se que há seis tensões de polo de referência a serem determinadas sendo, portanto, necessário definir quatro variáveis auxiliares: duas externas  $v_{xg}^*$  e  $v_{xl}^*$ ; e duas internas  $v_{y1}^*$  e  $v_{y2}^*$ . Inicialmente, a estratégia

*PWM* aqui apresentada realiza a divisão da tensão total de entrada e de saída entre os conversores 1 e 2 através das variáveis auxiliares  $v_{xg}^*$  e  $v_{xl}^*$ , respectivamente. Na sequência, definida a tensão para cada conversor, a variável auxiliar  $v_{y1}^*$  é utilizada para realizar a divisão da tensão estabelecida para o conversor 1, assim como a variável auxiliar  $v_{y2}^*$  é utilizada para realizar a divisão da tensão estabelecida para o conversor 2. A descrição completa desse procedimento é apresentada a seguir:

- Divisão da tensão total de entrada e de saída entre os conversores 1 e 2

Para a entrada do sistema, a partir da tensão de referência  $v_g^*$  e utilizando a variável auxiliar  $v_{xg}^*$ , obtêm-se as tensões de referência para os dois retificadores:

$$v_{g1}^* = \frac{v_g^*}{2} + v_{xg}^* \quad (3.63)$$

$$v_{g2}^* = -\frac{v_g^*}{2} + v_{xg}^* \quad (3.64)$$

Da mesma forma, para a saída do sistema, a partir da tensão de referência  $v_l^*$  e utilizando a variável auxiliar  $v_{xl}^*$ , obtêm-se as tensões de referência para os dois inversores:

$$v_{l1}^* = \frac{v_l^*}{2} + v_{xl}^* \quad (3.65)$$

$$v_{l2}^* = -\frac{v_l^*}{2} + v_{xl}^* \quad (3.66)$$

As variáveis auxiliares externas podem ser escolhidas livremente. A única condição imposta é que os limites máximos ( $v_{c1}^*$ ,  $v_{c2}^*$ ) e mínimos ( $-v_{c1}^*$ ,  $-v_{c2}^*$ ) das tensões  $v_{g1}^*$ ,  $v_{g2}^*$ ,  $v_{l1}^*$  e  $v_{l2}^*$  sejam respeitados. Portanto, os limites para a variável  $v_{xg}^*$  são:

$$v_{xg,min}^* \leq v_{xg}^* \leq v_{xg,max}^* \quad (3.67)$$

$$v_{xg,min}^* = \max\{v_{xg1,min}^*, v_{xg2,min}^*\} \quad (3.68)$$

$$v_{xg,max}^* = \min\{v_{xg1,max}^*, v_{xg2,max}^*\} \quad (3.69)$$

onde

$$v_{xg1,min}^* = -v_{c1}^* - \frac{v_g^*}{2} \quad (3.70)$$

$$v_{xg1,max}^* = v_{c1}^* - \frac{v_g^*}{2} \quad (3.71)$$

$$v_{xg2,min}^* = -v_{c2}^* + \frac{v_g^*}{2} \quad (3.72)$$

$$v_{xg2,max}^* = v_{c2}^* + \frac{v_g^*}{2} \quad (3.73)$$

De forma semelhante, os limites para a variável  $v_{xl}^*$  são:

$$v_{xl,min}^* \leq v_{xl}^* \leq v_{xl,max}^* \quad (3.74)$$

$$v_{xl,min}^* = \max\{v_{xl1,min}^*, v_{xl2,min}^*\} \quad (3.75)$$

$$v_{xl,max}^* = \min\{v_{xl1,max}^*, v_{xl2,max}^*\} \quad (3.76)$$

onde

$$v_{xl1,min}^* = -v_{c1}^* - \frac{v_l^*}{2} \quad (3.77)$$

$$v_{xl1,max}^* = v_{c1}^* - \frac{v_l^*}{2} \quad (3.78)$$

$$v_{xl2,min}^* = -v_{c2}^* + \frac{v_l^*}{2} \quad (3.79)$$

$$v_{xl2,max}^* = v_{c2}^* + \frac{v_l^*}{2} \quad (3.80)$$

As tensões  $v_{c1}^*$  e  $v_{c2}^*$  são as referências dos barramentos *CC* dos conversores 1 e 2, respectivamente. A escolha das variáveis auxiliares, satisfazendo seus limites, pode ser realizada através das variáveis  $\mu_{xg}$  e  $\mu_{xl}$ , como mostrado nas equações (3.81) e (3.82), com  $0 \leq \mu_{xl} \leq 1$  e  $0 \leq \mu_{xg} \leq 1$ .

$$v_{xg}^* = \mu_{xg} v_{xg,max}^* + (1 - \mu_{xg}) v_{xg,min}^* \quad (3.81)$$

$$v_{xl}^* = \mu_{xl} v_{xl,max}^* + (1 - \mu_{xl}) v_{xl,min}^* \quad (3.82)$$

- Divisão das tensões estabelecidas para os conversores 1 e 2

A divisão de tensão para o conversor 1 é feita através da variável auxiliar  $v_{y1}^*$ , que pode ser definida como:

$$v_{y1}^* = v_{h10_2}^* \quad (3.83)$$

De posse das tensões de referência  $v_{g1}^*$  e  $v_{l1}^*$ ; e da variável auxiliar  $v_{y1}^*$ , são utilizadas as equações (3.59), (3.61) e (3.83) para obtenção das tensões de polo de referência para o conversor 1, como mostrado:

$$v_{g10_1}^* = v_{g1}^* + v_{y1}^* \quad (3.84)$$

$$v_{l10_1}^* = v_{l1}^* + v_{y1}^* \quad (3.85)$$

$$v_{h10_1}^* = v_{y1}^* \quad (3.86)$$

Analogamente, a divisão de tensão para o conversor 2 é feita através da variável auxiliar  $v_{y2}^*$ , que pode ser definida como:

$$v_{y2}^* = v_{h20_2}^* \quad (3.87)$$

De posse das tensões de referência  $v_{g2}^*$  e  $v_{l2}^*$ ; e da variável auxiliar  $v_{y2}^*$ , são utilizadas as equações (3.60), (3.62) e (3.87) para obtenção das tensões de polo de referência para o conversor 2, como mostrado:

$$v_{g20_2}^* = v_{g2}^* + v_{y2}^* \quad (3.88)$$

$$v_{l20_2}^* = v_{l2}^* + v_{y2}^* \quad (3.89)$$

$$v_{h20_2}^* = v_{y2}^* \quad (3.90)$$

As variáveis auxiliares internas podem ser selecionadas livremente. A única condição imposta é que os limites máximos ( $v_{c1}^*/2, v_{c2}^*/2$ ) e mínimos ( $-v_{c1}^*/2, -v_{c2}^*/2$ ) das tensões de polo de referência sejam respeitados. Portanto, os valores limites para essas variáveis são:

$$v_{y1,min}^* = -\frac{v_{c1}^*}{2} - \min\{v_{g1}^*, v_{l1}^*, 0\} \quad (3.91)$$

$$v_{y1,max}^* = \frac{v_{c1}^*}{2} - \max\{v_{g1}^*, v_{l1}^*, 0\} \quad (3.92)$$

$$v_{y2,min}^* = -\frac{v_{c2}^*}{2} - \min\{v_{g2}^*, v_{l2}^*, 0\} \quad (3.93)$$

$$v_{y2,max}^* = \frac{v_{c2}^*}{2} - \max\{v_{g2}^*, v_{l2}^*, 0\} \quad (3.94)$$

A escolha das variáveis auxiliares, satisfazendo seus limites, pode ser realizada através dos fatores de roda livre,  $\mu_{y1}$  e  $\mu_{y2}$ , como indicado nas equações (3.95) e (3.96), com  $0 \leq \mu_{y1} \leq 1$  e  $0 \leq \mu_{y2} \leq 1$ .

$$v_{y1}^* = \mu_{y1} v_{y1,max}^* + (1 - \mu_{y1}) v_{y1,min}^* \quad (3.95)$$

$$v_{y2}^* = \mu_{y2} v_{y2,max}^* + (1 - \mu_{y2}) v_{y2,min}^* \quad (3.96)$$

Para a topologia apresentada nesta seção, as tensões de polo de referência também foram comparadas com uma, duas e quatro ondas triangulares de alta frequência. Na Figura 3.5 são ilustradas as portadoras *PWM* ( $v_{t1}$ ,  $v_{t2}$ ,  $v_{t3}$  e  $v_{t4}$ ), bem como é indicado como elas são utilizadas nos braços do conversor L6D2 em cada configuração (1P, 2P-90°, 2P-180° e 4P-90°).

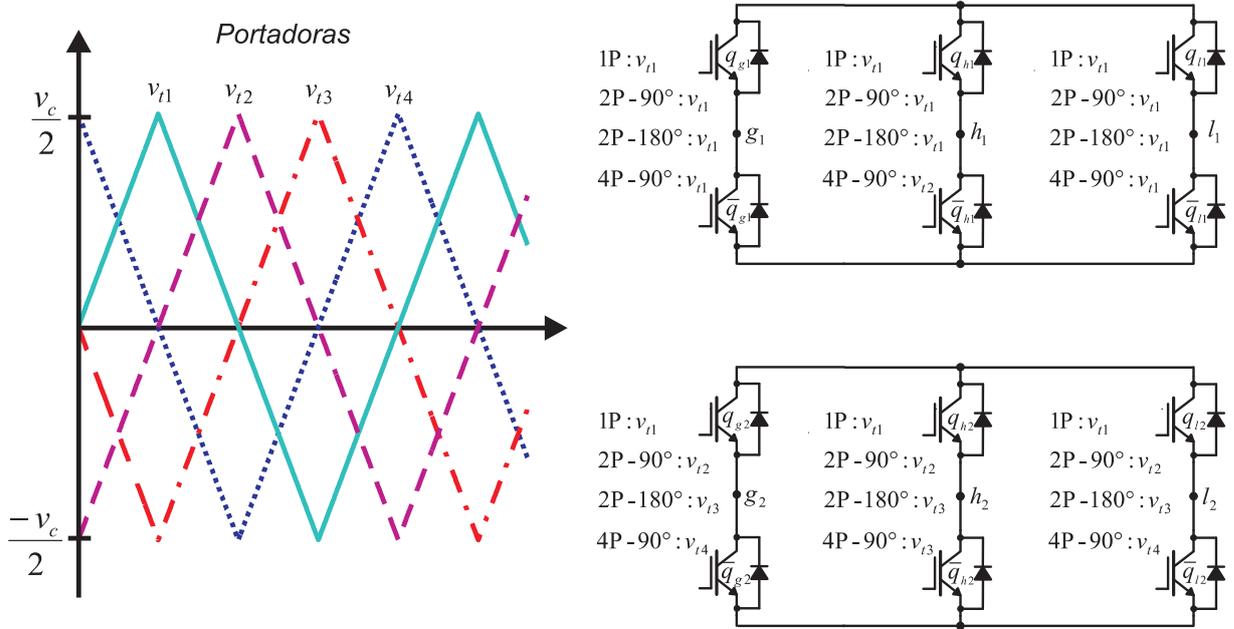


Figura 3.5: Utilização das portadoras *PWM* no conversor L6D2.

Quando duas portadoras *PWM* são utilizadas, analisou-se duas situações: 1) uma portadora é defasada de um ângulo  $\theta_t = 90^\circ$  em relação à outra, de maneira que  $\theta_{t1} = 0^\circ$  e  $\theta_{t2} = 90^\circ$ , onde  $\theta_{t1}$  e  $\theta_{t2}$  são, respectivamente, os ângulos das portadoras  $v_{t1}$  e  $v_{t2}$ ; 2) uma portadora é defasada de um ângulo  $\theta_t = 180^\circ$  em relação à outra, de maneira que  $\theta_{t1} = 0^\circ$  e  $\theta_{t3} = 180^\circ$ , onde  $\theta_{t1}$  e  $\theta_{t3}$  são, respectivamente, os ângulos das portadoras  $v_{t1}$  e  $v_{t3}$ . Neste cenário, a portadora  $v_{t1}$  é comparada com as tensões de polo de referência dos braços do conversor 1,  $v_{g10_1}^*$ ,  $v_{l10_1}^*$ ,  $v_{h10_1}^*$ , e a portadora  $v_{t2}$  (2P-90°) ou  $v_{t3}$  (2P-180°) é comparada com as tensões de polo de referência dos braços do conversor 2,  $v_{g20_2}^*$ ,  $v_{l20_2}^*$ ,  $v_{h20_2}^*$ . Portanto, a amplitude da portadora  $v_{t1}$  varia entre  $v_{c1}^*/2$  e  $-v_{c1}^*/2$  e a amplitude da portadora  $v_{t2}$  (2P-90°) ou  $v_{t3}$  (2P-180°) varia entre  $v_{c2}^*/2$  e  $-v_{c2}^*/2$ .

Quando se utiliza quatro portadoras *PWM*, a defasagem entre elas é de um ângulo  $\theta_t = 90^\circ$  em relação à outra, de maneira que  $\theta_{t1} = 0^\circ$ ,  $\theta_{t2} = 90^\circ$ ,  $\theta_{t3} = 180^\circ$  e  $\theta_{t4} = 270^\circ$  onde  $\theta_{t1}$ ,  $\theta_{t2}$ ,  $\theta_{t3}$  e  $\theta_{t4}$  são, respectivamente, os ângulos das portadoras  $v_{t1}$ ,  $v_{t2}$ ,  $v_{t3}$  e  $v_{t4}$ . Neste caso, a portadora  $v_{t1}$  é comparada com as tensões de polo de referência  $v_{g10_1}^*$  e  $v_{l10_1}^*$ , a portadora  $v_{t2}$  é comparada com a tensão de polo  $v_{h10_1}^*$ , a portadora  $v_{t3}$  é comparada a tensão de polo de referência  $v_{h20_2}^*$  e a portadora  $v_{t4}$  é comparada com as tensões de polo de referência  $v_{g20_2}^*$  e  $v_{l20_2}^*$ . Nesta configuração, a amplitude das portadoras  $v_{t1}$  e  $v_{t2}$  varia entre  $v_{c1}^*/2$  e  $-v_{c1}^*/2$  e a amplitude das portadoras  $v_{t3}$  e  $v_{t4}$  varia entre  $v_{c2}^*/2$  e  $-v_{c2}^*/2$ .

### 3.3.3 Estratégia de Controle

O diagrama de controle da topologia L6D2 é apresentado na Figura 3.6.

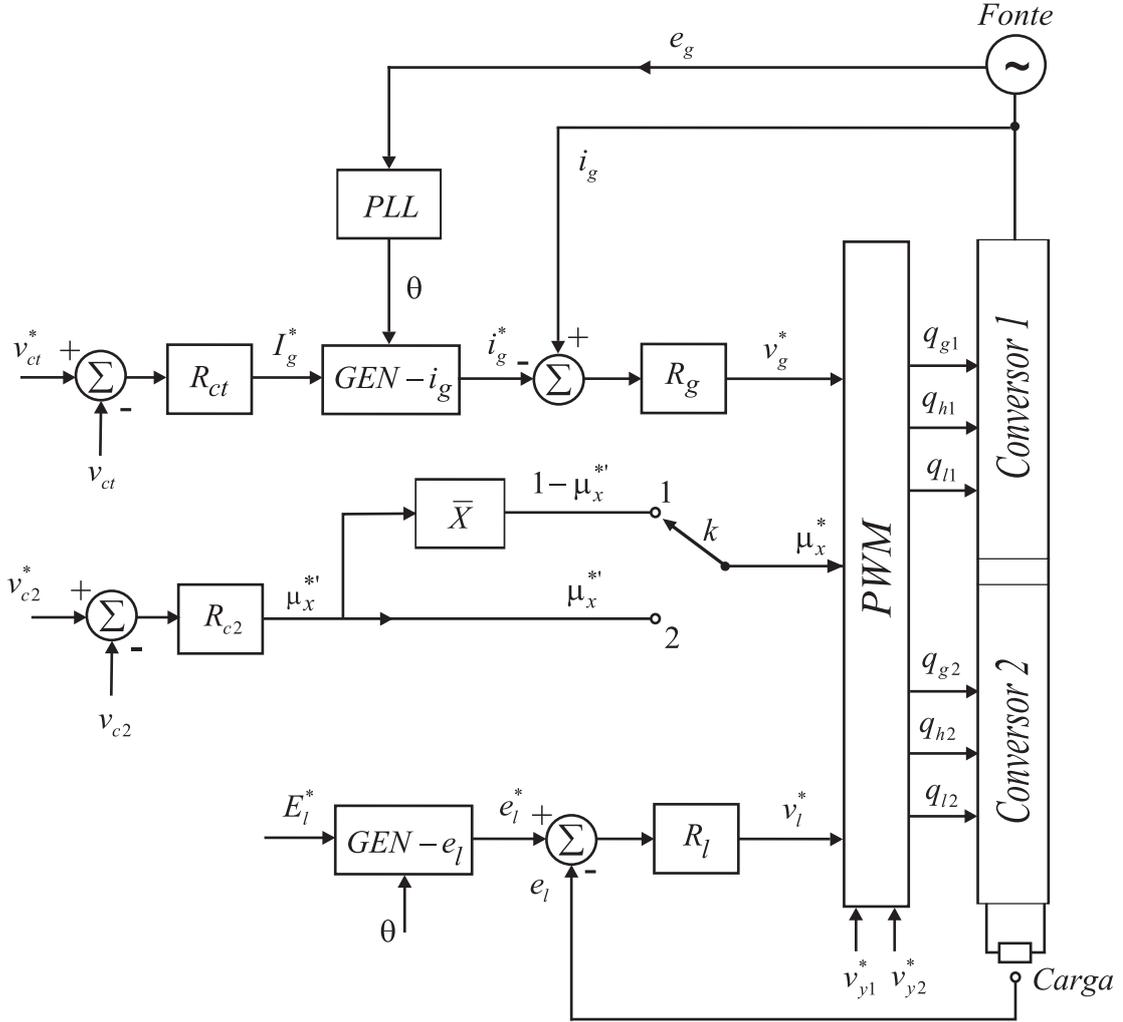


Figura 3.6: Diagrama de controle da topologia L6D2.

Verifica-se que a tensão total dos barramentos *CC*,  $v_{ct} = v_{c1} + v_{c2}$ , é regulada através de um controlador do tipo PI convencional, representado pelo bloco  $R_{ct}$ . Esse controlador determina a amplitude da corrente de referência da rede monofásica  $I_g^*$ . Adicionalmente, a tensão  $v_{c2}$  do capacitor do barramento *CC* do conversor 2 é também regulada por um controlador do tipo PI convencional, representado pelo bloco  $R_{c2}$ . Esse bloco fornece a variável  $\mu_x^*$ . Conforme foi observado para topologia L5D2, a depender do sentido da corrente no braço compartilhado ( $i_h$ ), seleciona-se  $\mu_x^*$  ou seu complemento  $1 - \mu_x^*$  para realização do *PWM*. Se  $i_h \leq 0$ , a chave  $k$  é ligada ao ponto 1 selecionando  $1 - \mu_x^*$ . Se  $i_h > 0$ , a chave  $k$  é ligada ao ponto 2 selecionando  $\mu_x^*$ . Desta forma é possível direcionar mais potência para um conversor em detrimento ao outro. Considera-se  $\mu_{xg}^* = \mu_{xl}^* = \mu_x^*$  para que as tensões totais de entrada e de saída sejam repartidas da mesma forma entre os conversores 1 e 2.

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 da corrente de entrada, representado pelo bloco  $R_g$ , é implementado usando um controlador PI de dupla sequência cujo modelo foi apresentado na seção 2.4. Esse controlador define a tensão de referência de entrada do conversor,  $v_g^*$ .

A tensão instantânea de referência da carga,  $e_l^*$ , 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 da rede e da carga, possibilita ao conversor operar com o menor nível de tensão no barramento, conforme será mostrado no Capítulo 5 [Seção 5.3]. O controle da tensão da carga também é realizado por um controlador PI de dupla sequência representado pelo bloco  $R_l$ . Esse controlador define a tensão de referência de saída do conversor,  $v_l^*$ .

A partir das tensões de referência  $v_g^*$  e  $v_l^*$ ; e da variável  $\mu_x^*$ , fornecidas pelos controladores, obtêm-se as tensões  $v_{g1}^*$ ,  $v_{g2}^*$ ,  $v_{l1}^*$  e  $v_{l2}^*$ . Essas tensões, juntamente com as variáveis auxiliares  $v_{y1}^*$  e  $v_{y2}^*$ , definidas pelas equações (3.95) e (3.96), completam a estratégia  $PWM$  para o cálculo das tensões de polo de referência definidas pelas equações (3.84), (3.85), (3.86), (3.88), (3.89) e (3.90). 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.

### 3.4 Conclusões

Neste capítulo foram apresentados os modelos, as estratégias  $PWM$  e as estratégias de controle para as topologias que possuem dois barramentos, L5D2 e L6D2. O sistema de controle apresentado permite obter a regulação da tensão dos barramentos  $CC$ , 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 serão simuladas com o objetivo de se obter suas características de distorção harmônica e perdas nas chaves semicondutoras de potência. Essas características serão comparadas às obtidas para a topologia convencional (L3D1) com a finalidade de avaliar ganhos e perdas no desempenho das topologias L5D2 e L6D2.

# Capítulo 4

## Conversores *CA-CC-CA* com Uso de Transformador

### 4.1 Introdução

Neste capítulo são apresentadas as topologias com uso de transformador constituídas a partir da associação de dois módulos de dois e/ou três braços. O uso de transformador apresenta a vantagem de permitir que os módulos conectados compartilhem o mesmo barramento *CC*. O ponto negativo é que esse componente geralmente possui peso e volume elevados. Os objetivos da apresentação deste capítulo são os mesmos do Capítulo 3.

### 4.2 Conversor com Quatro Braços, um Barramento *CC* e um Transformador Série - L4D1Ts

A topologia L4D1Ts possui uma estrutura semelhante à do filtro ativo universal mostrado na seção 1.1, pois ambas apresentam um transformador em série com a entrada. A diferença é que a topologia estudada não possui o indutor  $L_h$  e é constituído do filtro passivo  $LC$  na saída e do indutor  $L_g$  na entrada, conforme ilustrado na Figura 4.1a. Esta estrutura possui 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, quatro braços, um transformador série com a entrada e um barramento *CC*. O conversor série 's' é formado pelas chaves  $q_{s1}$ ,  $\bar{q}_{s1}$ ,  $q_{s2}$  e  $\bar{q}_{s2}$ ; e o conversor paralelo 'h' é formado pelas chaves  $q_{h1}$ ,  $\bar{q}_{h1}$ ,  $q_{h2}$  e  $\bar{q}_{h2}$ .

#### 4.2.1 Modelo do Sistema

O diagrama esquemático da topologia L4D1Ts está ilustrado na Figura 4.1a. Adicionalmente, pode-se observar na Figura 4.1b o modelo de circuito equivalente simplificado.

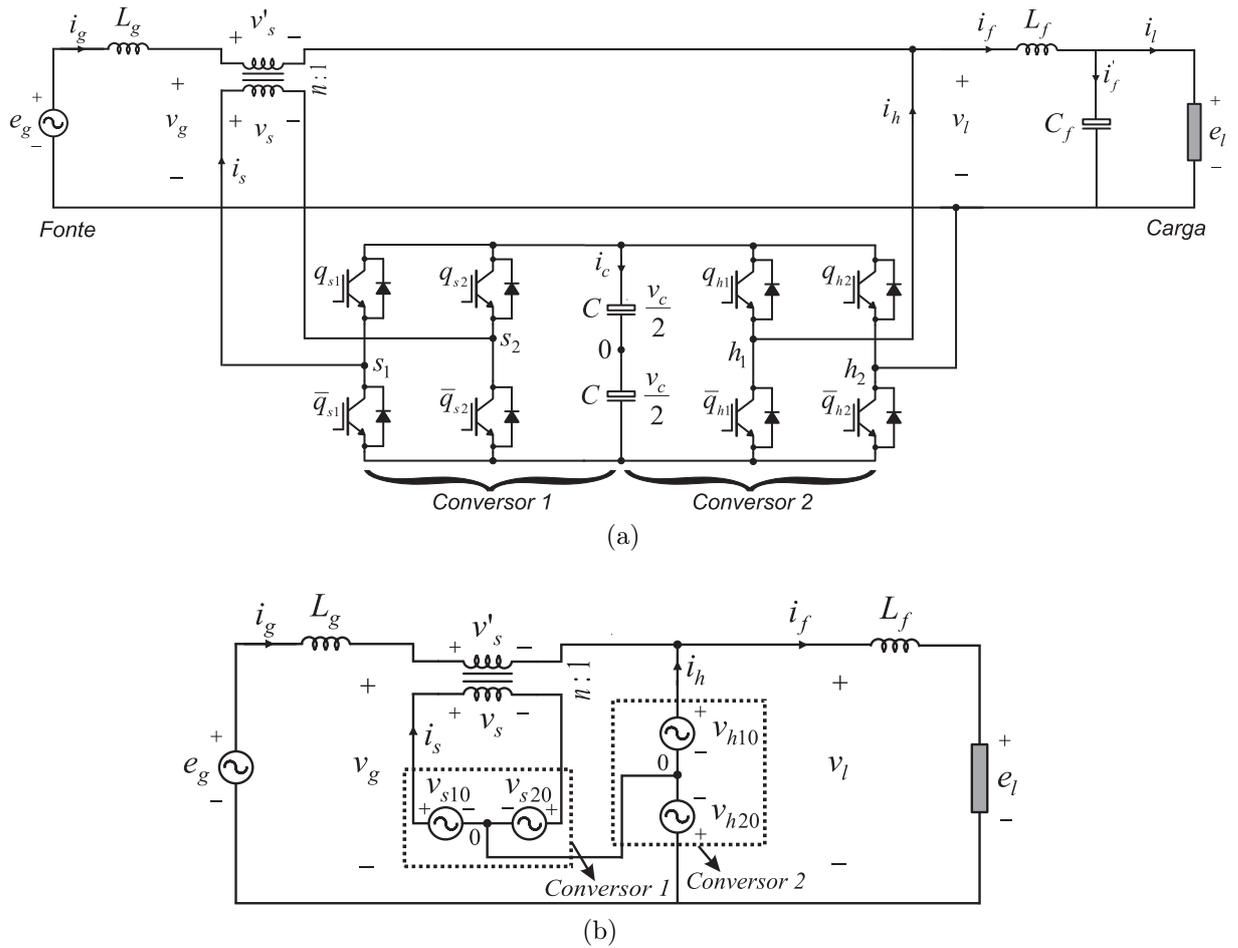


Figura 4.1: Modelo da topologia com quatro braços, um barramento  $CC$  e um transformador série - L4D1Ts. (a) Diagrama esquemático. (b) Circuito equivalente simplificado.

Para o transformador que conecta o conversor 1 em série com a fonte, foi empregado o modelo ideal de transformadores. Assim, aplicando as leis das malhas e dos nós no modelo da estrutura mostrada na Figura 4.1 pode-se escrever as seguintes equações:

$$e_g = (r_g + pl_g)i_g + v_g \quad (4.1)$$

$$e_l = -(r_f + pl_f)i_f + v_l \quad (4.2)$$

$$v_s = nv'_s \quad (4.3)$$

$$i_s = -\frac{i_g}{n} \quad (4.4)$$

$$i_h = i_f - i_g \quad (4.5)$$

$$i_f = i_l + i'_f \quad (4.6)$$

$$pv_{cf} = \frac{i'_f}{C_f} \quad (4.7)$$

$$v_{cf} = e_l \quad (4.8)$$

com

$$v_g = v'_s + v_l \quad (4.9)$$

$$v_l = v_h \quad (4.10)$$

onde os símbolos  $r$  e  $l$  são usados para representar as resistências e indutâncias dos filtros  $L_g$  e  $L_f$ ;  $p = d/dt$ ;  $e_g$  é a tensão da rede monofásica;  $e_l$  é a tensão da carga;  $v_g$  é a tensão na entrada;  $v_l$  é a tensão na saída;  $v_s = v_{s10} - v_{s20}$  é a tensão gerada pelo conversor 1;  $v_h = v_{h10} - v_{h20}$  é a tensão gerada pelo conversor 2;  $v_{s10}$  e  $v_{s20}$  são as tensões de polo do conversor 1;  $v_{h10}$  e  $v_{h20}$  são as tensões de polo do conversor 2;  $i_g$  é a corrente da rede monofásica;  $i_s$  é a corrente na entrada do conversor 1;  $i_l$  é a corrente na carga;  $i_h$  é a corrente na saída do conversor 2;  $i'_f$  é a corrente do capacitor de filtro de saída; e  $v_{cf}$  é a tensão do capacitor do filtro de saída.

### 4.2.2 Estratégia PWM

As tensões de polo  $v_{s10}$ ,  $v_{s20}$ ,  $v_{h10}$  e  $v_{h20}$  são definidas como:

$$v_{s10} = (2q_{s1} - 1) \frac{v_c}{2} \quad (4.11)$$

$$v_{s20} = (2q_{s2} - 1) \frac{v_c}{2} \quad (4.12)$$

$$v_{h10} = (2q_{h1} - 1) \frac{v_c}{2} \quad (4.13)$$

$$v_{h20} = (2q_{h2} - 1) \frac{v_c}{2} \quad (4.14)$$

onde  $v_c$  é a tensão do barramento  $CC$  do conversor L4D1Ts, e  $q_{s1}$ ,  $q_{s2}$ ,  $q_{h1}$  e  $q_{h2}$  são os estados das chaves, definidos por variáveis binárias.

Os controladores fornecem as tensões de referência na entrada e na saída do sistema,  $v_g^*$  e  $v_l^*$ , respectivamente. A partir dessas tensões, obtêm-se as referências para os conversores 1 e 2:

$$v'_s = v_g^* - v_l^* \quad (4.15)$$

$$v_s^* = nv_s'^* \quad (4.16)$$

$$v_h^* = v_l^* \quad (4.17)$$

As tensões  $v_s^*$  e  $v_h^*$  são utilizadas no *PWM* e podem ser escritas a partir das tensões de polo de referência  $v_{s10}^*$ ,  $v_{s20}^*$ ,  $v_{h10}^*$  e  $v_{h20}^*$  da seguinte forma:

$$v_s^* = v_{s10}^* - v_{s20}^* \quad (4.18)$$

$$v_h^* = v_{h10}^* - v_{h20}^* \quad (4.19)$$

As tensões de polo  $v_{s10}^*$ ,  $v_{s20}^*$ ,  $v_{h10}^*$  e  $v_{h20}^*$  são comparadas com uma portadora *PWM* de alta frequência para gerar os estados das chaves. Nota-se que há quatro tensões de polo de referência a serem determinadas e, portanto, também são necessárias quatro equações. Como apenas as equações (4.18) e (4.19) são disponíveis, duas variáveis auxiliares podem ser definidas:

$$v_x^* = v_{s20}^* \quad (4.20)$$

$$v_y^* = v_{h20}^* \quad (4.21)$$

Assim, a partir das equações (4.18) e (4.20) é possível obter as tensões de polo de referência para o conversor 1, conforme mostrado a seguir:

$$v_{s10}^* = v_s^* + v_x^* \quad (4.22)$$

$$v_{s20}^* = v_x^* \quad (4.23)$$

De forma análoga, a partir das equações (4.19) e (4.21) pode-se determinar as tensões de polo de referência para o conversor 2, conforme mostrado a seguir:

$$v_{h10}^* = v_h^* + v_y^* \quad (4.24)$$

$$v_{h20}^* = v_y^* \quad (4.25)$$

As variáveis auxiliares  $v_x^*$  e  $v_y^*$  podem ser selecionadas livremente. A única condição imposta é que os limites máximo ( $v_c^*/2$ ) e mínimo ( $-v_c^*/2$ ) das tensões de polo de referência sejam respeitados. Os valores limites para essas variáveis são:

$$v_{x,min}^* = -\frac{v_c^*}{2} - \min\{v_s^*, 0\} \quad (4.26)$$

$$v_{x,max}^* = \frac{v_c^*}{2} - \max\{v_s^*, 0\} \quad (4.27)$$

$$v_{y,min}^* = -\frac{v_c^*}{2} - \min\{v_h^*, 0\} \quad (4.28)$$

$$v_{y,max}^* = \frac{v_c^*}{2} - \max\{v_h^*, 0\} \quad (4.29)$$

onde  $v_c^*$  representa a tensão de referência do barramento  $CC$ . A escolha das variáveis auxiliares, satisfazendo seus limites, pode ser realizada através dos fatores de roda livre,  $\mu_x$  e  $\mu_y$ , como indicado nas equações (4.30) e (4.31), com  $0 \leq \mu_x \leq 1$  e  $0 \leq \mu_y \leq 1$ .

$$v_x^* = \mu_x v_{x,max}^* + (1 - \mu_x) v_{x,min}^* \quad (4.30)$$

$$v_y^* = \mu_y v_{y,max}^* + (1 - \mu_y) v_{y,min}^* \quad (4.31)$$

A comparação com as tensões de polo de referência é feita utilizando apenas um sinal de portadora  $PWM$  pois, para esta topologia, a utilização da técnica de múltiplas portadoras  $PWM$  não resulta em redução do conteúdo harmônico nas grandezas elétricas envolvidas.

### 4.2.3 Estratégia de Controle

O diagrama de controle da topologia L4D1Ts é apresentado na Figura 4.2. Pode-se observar, a partir do diagrama de controle, que a tensão do barramento  $CC$ ,  $v_c$ , é regulada através de um controlador do tipo PI convencional, representado pelo bloco  $R_c$ . Esse controlador determina a amplitude da corrente de referência da rede monofásica  $I_g^*$ .

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  $GEN - i_g$ , que utiliza a amplitude fornecida pelo controlador de tensão do barramento  $CC$  e a fase obtida pelo esquema de um  $PLL$  para gerar a corrente de referência na entrada.

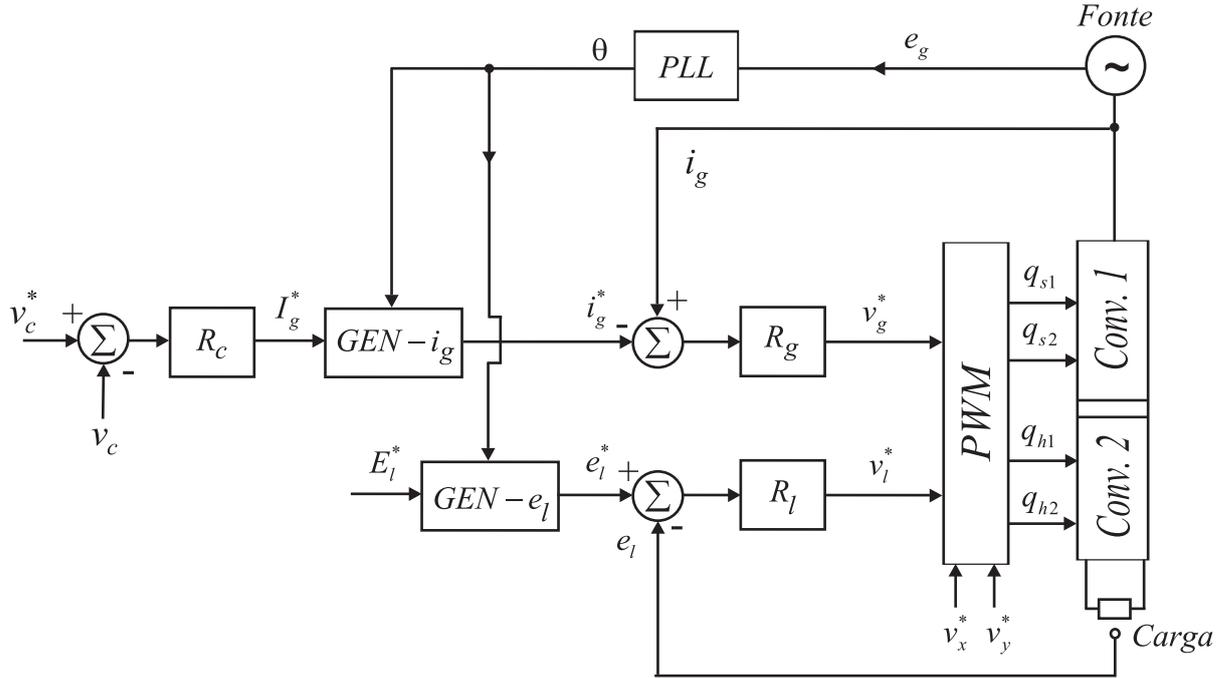


Figura 4.2: Diagrama de controle da topologia L4D1Ts.

O controlador da corrente de entrada, representado pelo bloco  $R_g$ , é implementado usando um controlador PI de dupla sequência. Esse controlador define a tensão de referência de entrada do conversor,  $v_g^*$ . A tensão instantânea de referência da carga,  $e_l^*$ , é obtida pela definição de uma amplitude de referência que é sincronizada com a tensão da rede através do bloco  $GEN - e_l$ . O controle da tensão da carga também é realizado por um controlador PI de dupla sequência representado pelo bloco  $R_l$ . Esse controlador define a tensão de referência de saída do conversor,  $v_l^*$ .

A partir das tensões de referência  $v_g^*$  e  $v_l^*$ , fornecidas pelos controladores, obtêm-se as tensões  $v_s^*$  e  $v_h^*$ , conforme indicado nas equações (4.15), (4.16) e (4.17). Essas tensões, juntamente com as variáveis auxiliares  $v_x^*$  e  $v_y^*$ , são processadas pelo bloco  $PWM$  para o cálculo das tensões de polo de referência, definidas pelas equações (4.22), (4.23), (4.24), e (4.25). 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.

### 4.3 Conversor com Cinco Braços, um Barramento $CC$ e um Transformador Paralelo - L5D1Th

A topologia L5D1Th é resultante da adição de dois braços e um transformador ao conversor do tipo L3D1. Os dois braços adicionais são ligados aos terminais do transformador, que é conectado em série com o braço compartilhado do conversor L3D1, como apresentado na Figura (4.3a). Esta estrutura possui 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, cinco braços, um transformador no ramo paralelo com a entrada e um barramento  $CC$ . O conversor 1 é formado pelas chaves  $q_g, \bar{q}_g, q_l, \bar{q}_l, q_h$  e  $\bar{q}_h$  e o conversor 2 é formado pelas chaves  $q_{h1}, \bar{q}_{h1}, q_{h2}$  e  $\bar{q}_{h2}$ .

### 4.3.1 Modelo do Sistema

O diagrama esquemático da topologia L5D1Th está ilustrado na Figura 4.3a. Adicionalmente, pode-se observar na Figura 4.3b o modelo de circuito equivalente simplificado.

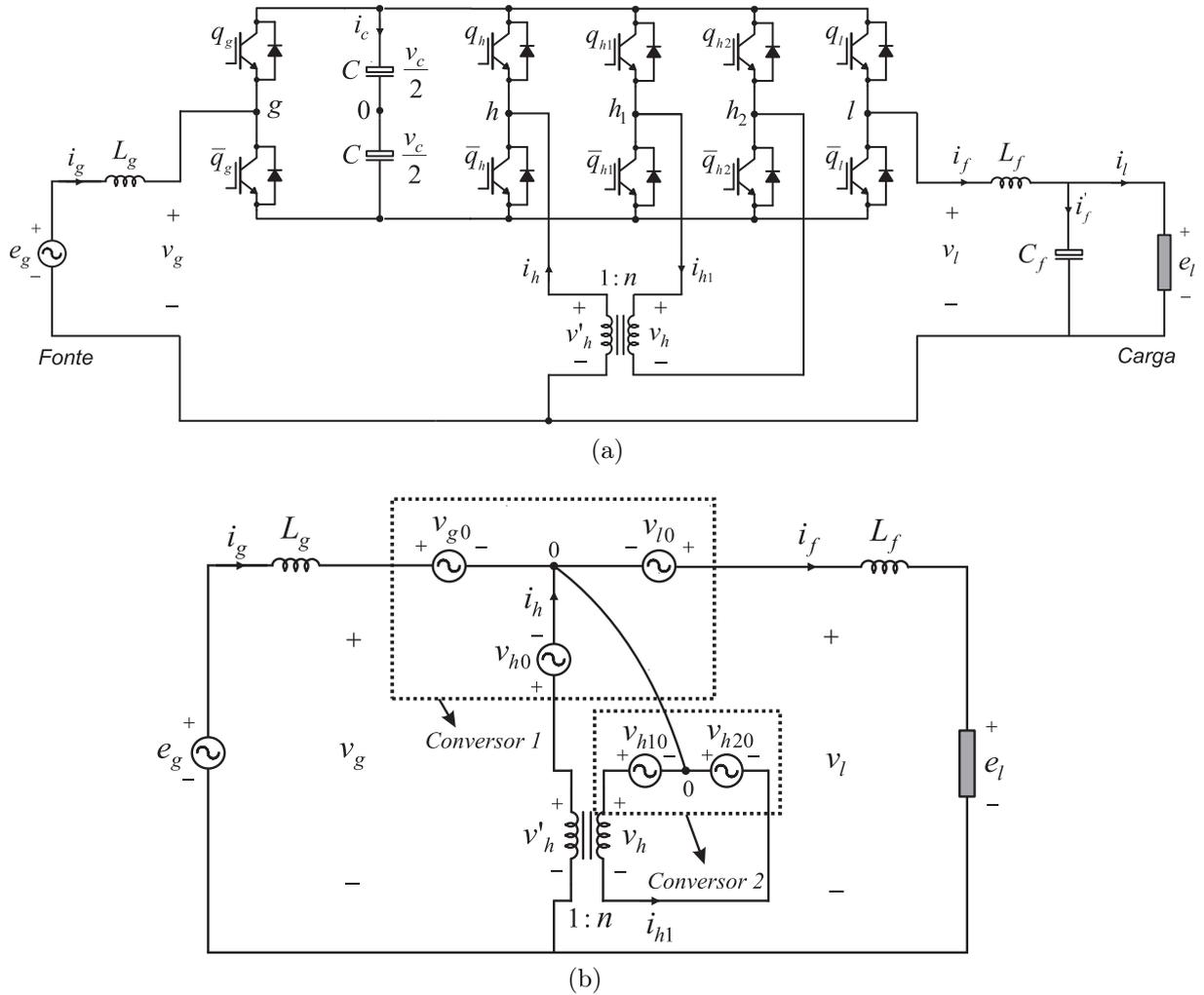


Figura 4.3: Modelo da topologia com cinco braços, um barramentos  $CC$  e um transformador paralelo - L5D1Th. (a) Diagrama esquemático. (b) Circuito equivalente simplificado.

A partir do modelo apresentado na Figura 4.3, obtêm-se as seguintes equações:

$$e_g = (r_g + pl_g)i_g + v_g \quad (4.32)$$

$$e_l = -(r_f + pl_f)i_f + v_l \quad (4.33)$$

$$v_h = nv'_h \quad (4.34)$$

$$i_{h1} = -\frac{i_h}{n} \quad (4.35)$$

$$i_h = i_f - i_g \quad (4.36)$$

$$i_f = i_l + i'_f \quad (4.37)$$

$$pv_{cf} = \frac{i'_f}{C_f} \quad (4.38)$$

$$v_{cf} = e_l \quad (4.39)$$

com

$$v_g = v_{gh} + v'_h \quad (4.40)$$

$$v_l = v_{lh} + v'_h \quad (4.41)$$

onde os símbolos  $r$  e  $l$  são usados para representar as resistências e indutâncias dos filtros  $L_g$  e  $L_f$ ;  $p = d/dt$ ;  $e_g$  é a tensão da rede monofásica;  $e_l$  é a tensão da carga;  $v_g$  é a tensão na entrada;  $v_l$  é a tensão na saída;  $v_{gh} = v_{g0} - v_{h0}$ ;  $v_{lh} = v_{l0} - v_{h0}$ ;  $v_h = v_{h10} - v_{h20}$ ;  $v_{g0}$ ,  $v_{l0}$  e  $v_{h0}$  são as tensões de polo do conversor 1;  $v_{h10}$  e  $v_{h20}$  são as tensões de polo do conversor 2;  $i_g$  é a corrente da rede monofásica;  $i_l$  é a corrente na carga;  $i_h$  é a corrente no braço compartilhado;  $i'_f$  é a corrente do capacitor de filtro de saída; e  $v_{cf}$  é a tensão do capacitor do filtro de saída.

### 4.3.2 Estratégia PWM

As tensões de polo para cada braço,  $v_{g0}$ ,  $v_{l0}$ ,  $v_{h0}$ ,  $v_{h10}$  e  $v_{h20}$ , podem ser escritas em função dos estados das chaves da seguinte forma:

$$v_{g0} = (2q_g - 1)\frac{v_c}{2} \quad (4.42)$$

$$v_{l0} = (2q_l - 1)\frac{v_c}{2} \quad (4.43)$$

$$v_{h0} = (2q_h - 1)\frac{v_c}{2} \quad (4.44)$$

$$v_{h10} = (2q_{h1} - 1)\frac{v_c}{2} \quad (4.45)$$

$$v_{h20} = (2q_{h2} - 1) \frac{v_c}{2} \quad (4.46)$$

onde  $v_c$  é a tensão do barramento  $CC$  e  $q_g, q_l, q_h, q_{h1}$  e  $q_{h2}$  são os estados das chaves.

Os controladores fornecem as tensões de referência na entrada e na saída do sistema,  $v_g^*$  e  $v_l^*$ , respectivamente. Além disso, escolhe-se a tensão de referência  $v_h'^*$  como sendo uma fração de  $v_g^*$ ,  $v_h'^* = k_x v_g^*$ , com  $0 \leq k_x \leq 1$ . A escolha de  $k_x$  está diretamente ligada a divisão de tensão entre os conversores 1 e 2. A tensão nos braços do conversor 2 ( $h_1$  e  $h_2$ ) aumenta à medida que  $k_x$  aumenta. Desta forma, este parâmetro juntamente com a relação de transformação do transformador podem ser utilizados para minimizar as perdas nos semicondutores e/ou diminuir a distorção harmônica. A partir de  $v_g^*, v_l^*$  e  $v_h'^*$  obtêm-se:

$$v_{gh}^* = v_g^* - v_h'^* \quad (4.47)$$

$$v_{lh}^* = v_l^* - v_h'^* \quad (4.48)$$

com

$$v_h^* = n v_h'^* \quad (4.49)$$

As tensões  $v_{gh}^*, v_{lh}^*$  e  $v_h^*$  são definidas em relação às tensões de polo de referência  $v_{g0}^*, v_{l0}^*, v_{h0}^*, v_{h10}^*$  e  $v_{h20}^*$ , ou seja:

$$v_{gh}^* = v_{g0}^* - v_{h0}^* \quad (4.50)$$

$$v_{lh}^* = v_{l0}^* - v_{h0}^* \quad (4.51)$$

$$v_h^* = v_{h10}^* - v_{h20}^* \quad (4.52)$$

Nota-se que há cinco tensões de polo de referência a serem determinadas e, portanto, também são necessárias cinco equações. As equações (4.50), (4.51) e (4.52) não são suficientes, desse modo, é necessário obter mais duas variáveis para realização dos cálculos. As variáveis auxiliares podem ser definidas como:

$$v_x^* = v_{h0}^* \quad (4.53)$$

$$v_y^* = v_{h20}^* \quad (4.54)$$

A partir das equações (4.50) e (4.51); e utilizando a variável auxiliar  $v_x^*$ , obtêm-se as seguintes tensões de polo de referência para o conversor 1:

$$v_{g0}^* = v_{gh}^* + v_x^* \quad (4.55)$$

$$v_{i0}^* = v_{ih}^* + v_x^* \quad (4.56)$$

$$v_{h0}^* = v_x^* \quad (4.57)$$

Da mesma forma, a partir da equação (4.52) e utilizando a variável auxiliar  $v_y^*$ , determina-se as tensões de polo de referência para o conversor 2:

$$v_{h10}^* = v_h^* + v_y^* \quad (4.58)$$

$$v_{h20}^* = v_y^* \quad (4.59)$$

As variáveis auxiliares  $v_x^*$  e  $v_y^*$  podem ser selecionadas livremente. A única condição imposta é que os limites máximo ( $v_c^*/2$ ) e mínimo ( $-v_c^*/2$ ) das tensões de polo de referência sejam respeitados. Os valores limites para essas variáveis são:

$$v_{x,max}^* = \frac{v_c^*}{2} - \max\{v_{gh}^*, v_{ih}^*, 0\} \quad (4.60)$$

$$v_{x,min}^* = -\frac{v_c^*}{2} - \min\{v_{gh}^*, v_{ih}^*, 0\} \quad (4.61)$$

$$v_{y,max}^* = \frac{v_c^*}{2} - \max\{v_h^*, 0\} \quad (4.62)$$

$$v_{y,min}^* = -\frac{v_c^*}{2} - \min\{v_h^*, 0\} \quad (4.63)$$

onde  $v_c^*$  é a referência de tensão do barramento  $CC$ . A escolha das variáveis auxiliares, satisfazendo seus limites, pode ser realizada através dos fatores de roda livre,  $\mu_x$  e  $\mu_y$ , como mostrado nas equações (4.64) e (4.65), com  $0 \leq \mu_x \leq 1$  e  $0 \leq \mu_y \leq 1$ .

$$v_x^* = \mu_x v_{x,max}^* + (1 - \mu_x) v_{x,min}^* \quad (4.64)$$

$$v_y^* = \mu_y v_{y,max}^* + (1 - \mu_y) v_{y,min}^* \quad (4.65)$$

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 frequência constantes. A utilização de múltiplas portadoras  $PWM$  para esta topologia foi feita da mesma forma da realizada para a configuração L5D2 apresentada na subseção 3.2. Como a topologia L5D1Th apresenta apenas um barramento  $CC$ , em todos os casos a amplitude das portadoras varia entre  $v_c^*/2$  e  $-v_c^*/2$ .

### 4.3.3 Estratégia de Controle

O diagrama de controle da topologia L5D1Th é apresentado na Figura 4.4.

Pode-se verificar que a tensão do barramento  $CC$ ,  $v_c$ , é regulada através de um controlador do tipo PI convencional, representado pelo bloco  $R_c$ . Esse controlador determina a amplitude da corrente de referência da rede monofásica  $I_g^*$ . Baseado no esquema de um  $PLL$ , o controle do fator de potência da rede é realizado de forma que a corrente instantânea de referência  $i_g^*$  é sincronizada com a tensão da rede monofásica,  $e_g$ . Essa sincronização é representada pelo bloco  $GEN - i_g$ .

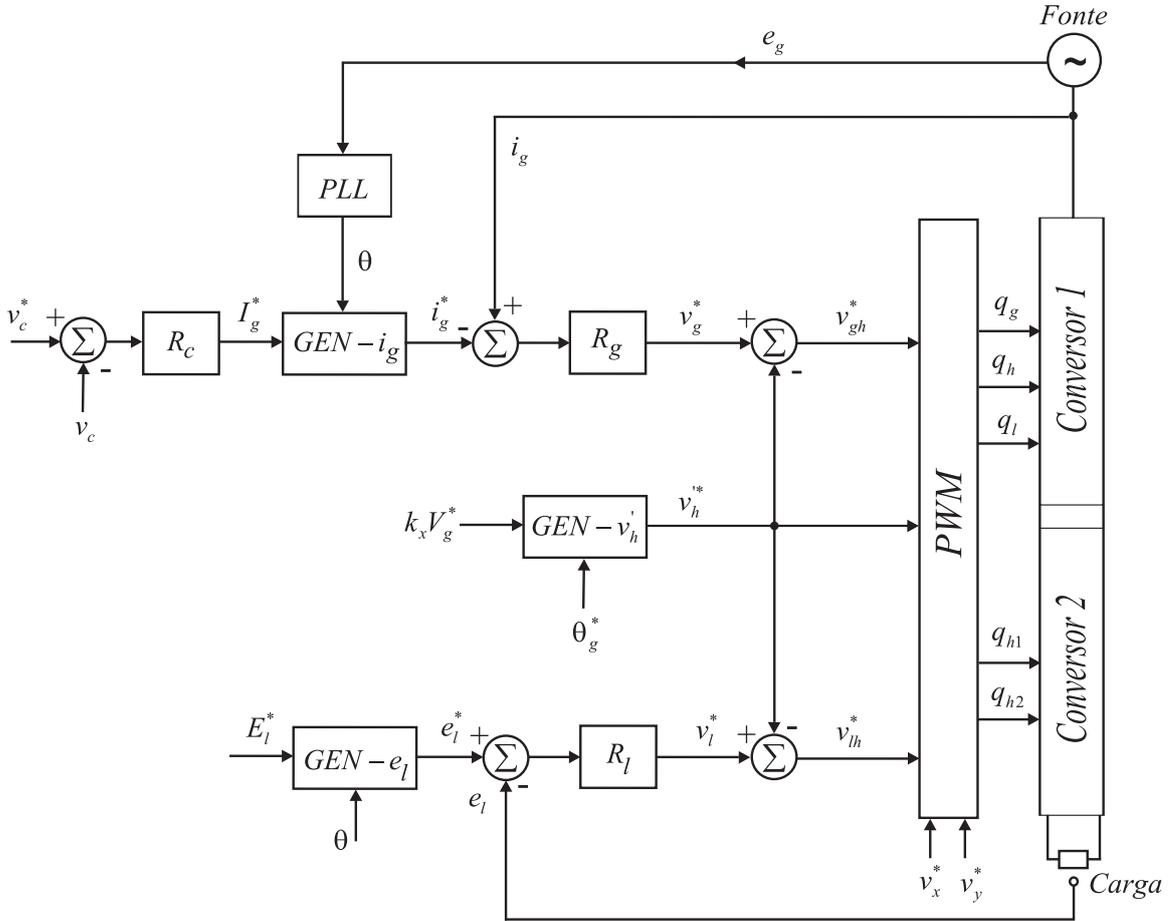


Figura 4.4: Diagrama de controle da topologia L4D1Ts.

O controlador da corrente de entrada, representado pelo bloco  $R_g$ , é implementado usando um controlador PI de dupla sequência. Esse controlador define a tensão de referência de entrada do conversor,  $v_g^*$ . A tensão de referência  $v_h^*$  é definida como sendo uma fração de  $v_g^*$  através da constante  $k_x$ , com  $0 \leq k_x \leq 1$ . Da equação (4.49) determina-se  $v_h^*$ .

A tensão instantânea de referência da carga,  $e_l^*$ , é obtida pela definição de uma amplitude de referência que é sincronizada com a tensão da rede através do bloco  $GEN - e_l$ . O controle da tensão da carga também é realizado por um controlador PI de dupla

sequência representado pelo bloco  $R_l$ . Esse controlador define a tensão de referência de saída do conversor,  $v_l^*$ .

A partir das tensões de referência  $v_g^*$ ,  $v_l^*$  e  $v_h^*$  obtêm-se as tensões  $v_{gh}^* = v_g^* - v_h^*$  e  $v_{lh}^* = v_l^* - v_h^*$ . As tensões de referência  $v_{gh}^*$ ,  $v_{lh}^*$  e  $v_h^*$  em conjunto com as variáveis auxiliares  $v_x^*$  e  $v_y^*$  são processadas pelo bloco  $PWM$  para o cálculo das tensões de polo de referência, definidas pelas equações (4.55), (4.56), (4.57), (4.58) e (4.59). 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.

## 4.4 Conversor com Quatro Braços, um Barramento $CC$ e um Transformador Paralelo - L4D1Th

A topologia L4D1Th é resultante da retirada do braço  $l$  da topologia L5D1Th. Assim, a saída é conectada ao braço compartilhado, como mostrado na Figura 4.5a. Esta estrutura possui 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, quatro braços, um transformador no ramo paralelo com a entrada e um barramento  $CC$ . O conversor 1 é formado pelas chaves  $q_g$ ,  $\bar{q}_g$ ,  $q_h$  e  $\bar{q}_h$  e o conversor 2 é formado pelas chaves  $q_{h1}$ ,  $\bar{q}_{h1}$ ,  $q_{h2}$  e  $\bar{q}_{h2}$ .

### 4.4.1 Modelo do Sistema

O diagrama esquemático da topologia L4D1Th está ilustrado na Figura 4.5a. De forma complementar, pode-se observar na Figura 4.5b o modelo de circuito equivalente simplificado.

A partir do modelo apresentado na Figura 4.5, obtêm as seguintes equações:

$$e_g = (r_g + pl_g)i_g + v_g \quad (4.66)$$

$$e_l = -(r_f + pl_f)i_f + v_l \quad (4.67)$$

$$v_h = nv_h' \quad (4.68)$$

$$i_{h1} = -\frac{i_h}{n} \quad (4.69)$$

$$i_h = i_f - i_g \quad (4.70)$$

$$i_f = i_l + i_f' \quad (4.71)$$

$$pv_{cf} = \frac{i'_f}{C_f} \quad (4.72)$$

$$v_{cf} = e_l \quad (4.73)$$

com

$$v_g = v_{gh} + v'_h \quad (4.74)$$

$$v_l = -v_{h0} + v'_h \quad (4.75)$$

onde os símbolos  $r$  e  $l$  são usados para representar as resistências e indutâncias dos filtros  $L_g$  e  $L_f$ ;  $p = d/dt$ ;  $e_g$  é a tensão da rede monofásica;  $e_l$  é a tensão da carga;  $v_g$  é a tensão na entrada;  $v_l$  é a tensão na saída;  $v_{gh} = v_{g0} - v_{h0}$ ;  $v_h = v_{h10} - v_{h20}$ ;  $v_{g0}$  e  $v_{h0}$  são as tensões de polo do conversor 1;  $v_{h10}$  e  $v_{h20}$  são as tensões de polo do conversor 2;  $i_g$  é a corrente da rede monofásica;  $i_l$  é a corrente na carga;  $i_h$  é a corrente no braço compartilhado;  $i'_f$  é a corrente do capacitor de filtro de saída; e  $v_{cf}$  é a tensão do capacitor do filtro de saída.

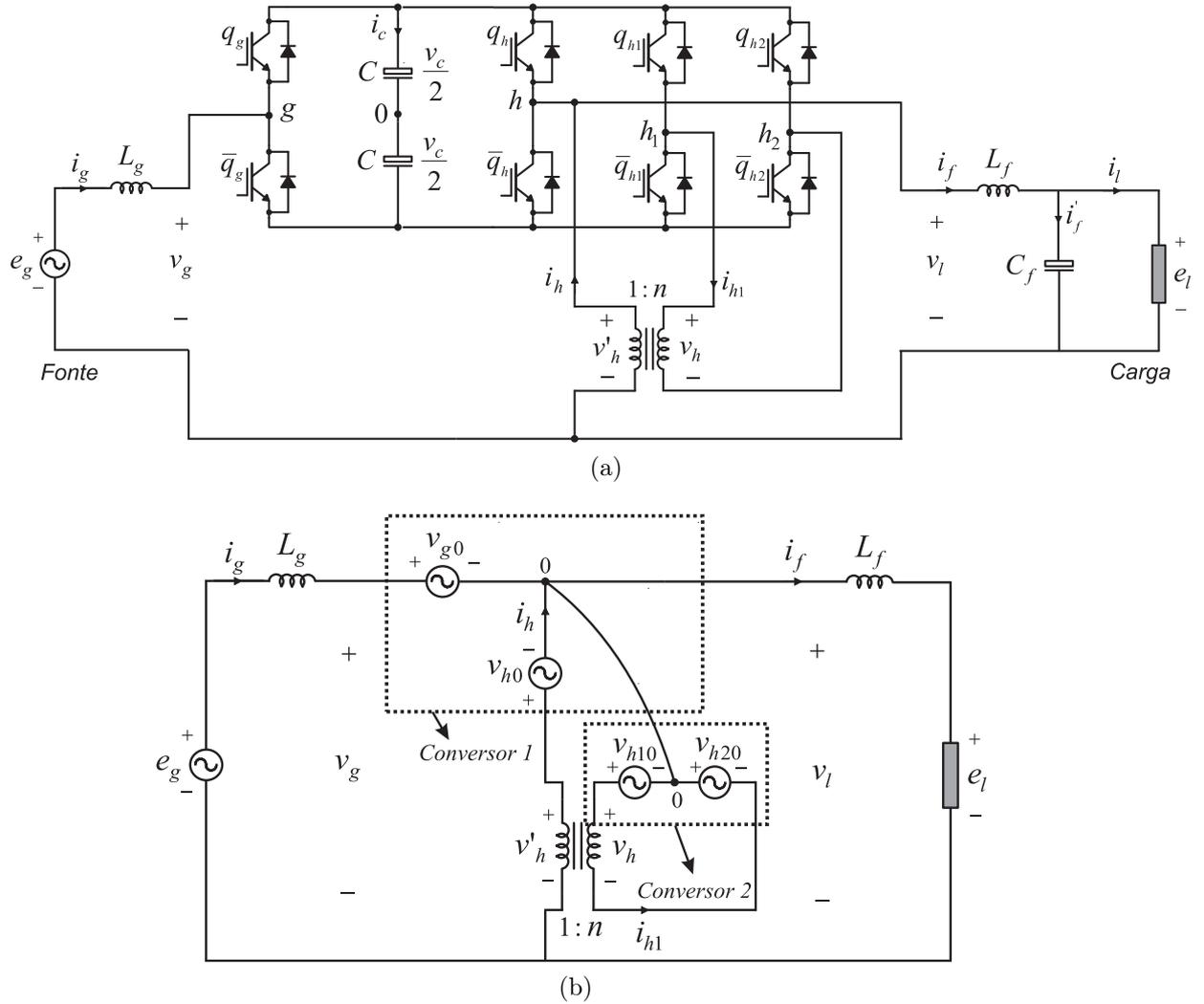


Figura 4.5: Modelo da topologia com quatro braços, um barramento  $CC$  e um transformador paralelo - L4D1Th. (a) Diagrama esquemático. (b) Circuito equivalente simplificado.

#### 4.4.2 Estratégia $PWM$

As tensões de polo para cada braço,  $v_{g0}$ ,  $v_{h0}$ ,  $v_{h10}$  e  $v_{h20}$ , podem ser escritas em função dos estados das chaves da seguinte forma:

$$v_{g0} = (2q_g - 1) \frac{v_c}{2} \quad (4.76)$$

$$v_{h0} = (2q_h - 1) \frac{v_c}{2} \quad (4.77)$$

$$v_{h10} = (2q_{h1} - 1) \frac{v_c}{2} \quad (4.78)$$

$$v_{h20} = (2q_{h2} - 1) \frac{v_c}{2} \quad (4.79)$$

onde  $v_c$  é a tensão do barramento  $CC$  e  $q_g$ ,  $q_h$ ,  $q_{h1}$  e  $q_{h2}$  são os estados das chaves.

Os controladores fornecem as tensões de referência na entrada e na saída do sistema,  $v_g^*$  e  $v_l^*$ , respectivamente. Essas tensões podem ser definidas em relação às tensões de polo de referência  $v_{g0}^*$ ,  $v_{h0}^*$ ,  $v_{h10}^*$  e  $v_{h20}^*$ , ou seja:

$$v_g^* = v_{gh}^* + v_h'^* \quad (4.80)$$

$$v_l^* = -v_{h0}^* + v_h'^* \quad (4.81)$$

com

$$v_{gh}^* = v_{g0}^* - v_{h0}^* \quad (4.82)$$

$$v_h^* = v_{h10}^* - v_{h20}^* \quad (4.83)$$

$$v_h'^* = \frac{v_h^*}{n} = v_{h10}'^* - v_{h20}'^* \quad (4.84)$$

portanto,

$$v_g^* = v_{g0}^* - v_{h0}^* + v_{h10}'^* - v_{h20}'^* \quad (4.85)$$

$$v_l^* = -v_{h0}^* + v_{h10}'^* - v_{h20}'^* \quad (4.86)$$

Ao observar as equações (4.85) e (4.86) nota-se que há quatro tensões de polo de referência a serem determinadas e, portanto, também são necessárias quatro equações. Desse modo, é necessário obter mais duas variáveis para realização dos cálculos. As variáveis auxiliares podem ser definidas como:

$$v_x^* = v_{h10}'^* \quad (4.87)$$

$$v_y^* = v_{h20}'^* \quad (4.88)$$

A partir das equações (4.85), (4.86), (4.87) e (4.88) pode-se obter:

$$v_{g0}^* = v_g^* - v_l^* \quad (4.89)$$

$$v_{h0}^* = -v_l^* - v_y^* + v_x^* \quad (4.90)$$

$$v_{h10}'^* = v_x^* \quad (4.91)$$

$$v_{h20}'^* = v_y^* \quad (4.92)$$

Constata-se que há duas variáveis auxiliares na equação (4.90). Para se determinar os limites dessas variáveis auxiliares foi utilizado o seguinte procedimento:

- Determinação dos limites de  $v_y^*$

Com o objetivo de isolar a variável  $v_y^*$ , realiza-se a subtração entre as equações (4.91) e (4.90), como mostrado na equação (4.93):

$$v'_{h10} - v_{h0}^* = v_l^* + v_y^* \quad (4.93)$$

Os limites máximo e mínimo de  $v_y^*$  são determinados a partir das equações (4.92) e (4.93) da seguinte forma:

$$v_{y,min}^* \leq v_y^* \leq v_{y,max}^* \quad (4.94)$$

$$v_{y,min}^* = \max\{v_{y1,min}^*, v_{y2,min}^*\} \quad (4.95)$$

$$v_{y,max}^* = \min\{v_{y1,max}^*, v_{y2,max}^*\} \quad (4.96)$$

onde

$$v_{y1,min}^* = -v_c^* - \min\{v_l^*, 0\} \quad (4.97)$$

$$v_{y1,max}^* = v_c^* - \max\{v_l^*, 0\} \quad (4.98)$$

$$v_{y2,min}^* = -\frac{v_c^*}{2n} \quad (4.99)$$

$$v_{y2,max}^* = \frac{v_c^*}{2n} \quad (4.100)$$

- Determinação dos limites de  $v_x^*$

Após ter definido a variável  $v_y^*$ , pode-se obter os limites máximo e mínimo da variável auxiliar  $v_x^*$  utilizando as equações (4.90) e (4.91):

$$v_{x,min}^* \leq v_x^* \leq v_{x,max}^* \quad (4.101)$$

$$v_{x,min}^* = \max\{v_{x1,min}^*, v_{x2,min}^*\} \quad (4.102)$$

$$v_{x,max}^* = \min\{v_{x1,max}^*, v_{x2,max}^*\} \quad (4.103)$$

onde

$$v_{x1,min}^* = -\frac{v_c^*}{2} - \min\{v_{ly}^*, 0\} \quad (4.104)$$

$$v_{x1,max}^* = \frac{v_c^*}{2} - \max\{v_{ly}^*, 0\} \quad (4.105)$$

$$v_{x2,min}^* = -\frac{v_c^*}{2n} \quad (4.106)$$

$$v_{x2,max}^* = \frac{v_c^*}{2n} \quad (4.107)$$

com

$$v_{ly}^* = -v_l^* - v_y^* \quad (4.108)$$

onde  $v_c^*$  é a referência de tensão do barramento  $CC$ . A escolha das variáveis auxiliares, satisfazendo seus limites, pode ser realizada através dos fatores de roda livre,  $\mu_x$  e  $\mu_y$ , como mostrado nas equações (4.109) e (4.110), com  $0 \leq \mu_x \leq 1$  e  $0 \leq \mu_y \leq 1$ .

$$v_x^* = \mu_x v_{x,max}^* + (1 - \mu_x) v_{x,min}^* \quad (4.109)$$

$$v_y^* = \mu_y v_{y,max}^* + (1 - \mu_y) v_{y,min}^* \quad (4.110)$$

A comparação com as tensões de polo de referência é feita utilizando apenas um sinal de portadora  $PWM$  pois, para esta topologia, a utilização da técnica de múltiplas portadoras  $PWM$  não resulta em redução do conteúdo harmônico nas grandezas elétricas envolvidas.

### 4.4.3 Estratégia de Controle

O diagrama de controle da topologia L4D1Th é apresentado na Figura 4.6.

Pode-se observar, a partir do diagrama de controle, que a tensão do barramento  $CC$ ,  $v_c$ , é regulada através de um controlador do tipo PI convencional, representado pelo bloco  $R_c$ . Esse controlador determina a amplitude da corrente de referência da rede monofásica  $I_g^*$ .

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  $GEN - i_g$ , que utiliza a amplitude fornecida pelo controlador de tensão do barramento  $CC$  e a fase obtida pelo esquema de um  $PLL$  para gerar a corrente de referência na entrada.

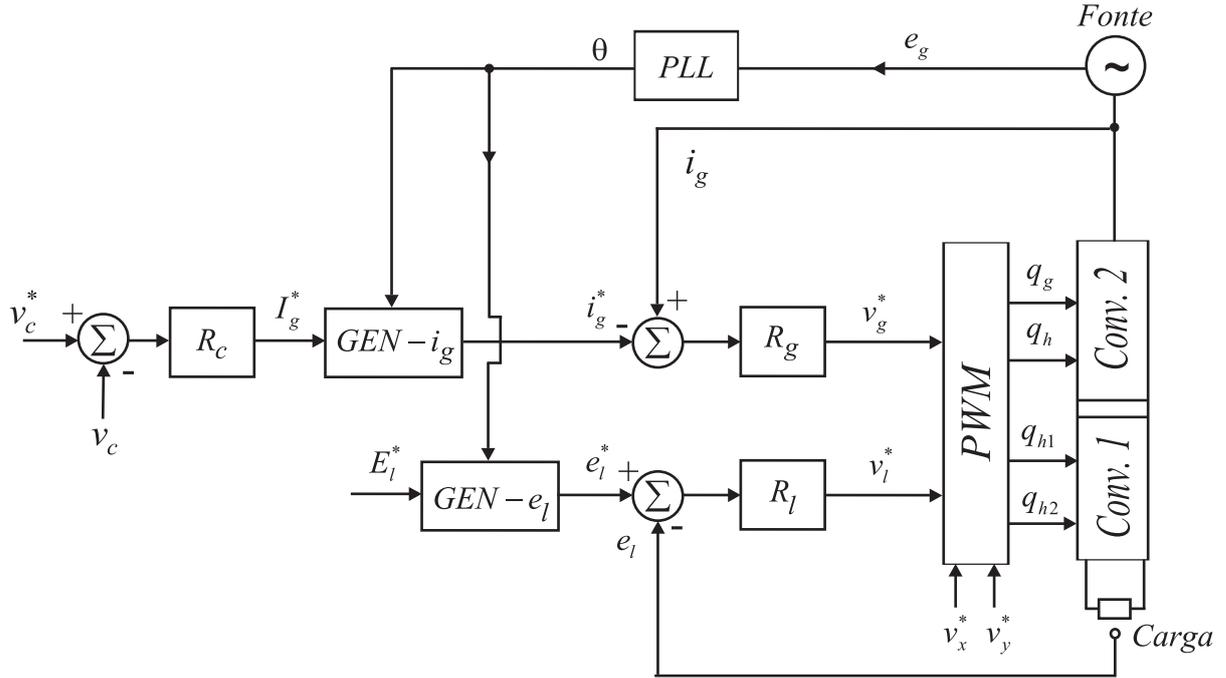


Figura 4.6: Diagrama de controle da topologia L4D1Th.

O controlador da corrente de entrada, representado pelo bloco  $R_g$ , é implementado usando um controlador PI de dupla sequência. Esse controlador define a tensão de referência de entrada do conversor,  $v_g^*$ . A tensão instantânea de referência da carga,  $e_l^*$ , é obtida pela definição de uma amplitude de referência que é sincronizada com a tensão da rede através do bloco  $GEN - e_l$ . O controle da tensão da carga também é realizado por um controlador PI de dupla sequência representado pelo bloco  $R_l$ . Esse controlador define a tensão de referência de saída do conversor,  $v_l^*$ .

As tensões de referência  $v_g^*$  e  $v_l^*$ , fornecidas pelos controladores, juntamente com as variáveis auxiliares  $v_x^*$  e  $v_y^*$ , são processadas pelo bloco  $PWM$  para o cálculo das tensões de polo de referência, definidas pelas equações (4.89), (4.90), (4.91) e (4.92). 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.

## 4.5 Conclusões

Neste capítulo foram apresentados os modelos, as estratégias  $PWM$  e as estratégias de controle para as topologias com uso de transformador, L4D1Ts, L5D1Th e L4D1Th. O sistema de controle apresentado permite obter a regulação da tensão dos barramentos  $CC$ , 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 serão simuladas com o objetivo de se obter suas características de distorção harmônica e perdas nas chaves semicondutoras de potência. Essas características serão comparadas às obtidas

para a topologia convencional (L3D1) com a finalidade de avaliar ganhos e perdas no desempenho das topologias L4D1Ts, L5D1Th e L4D1Th.

# Capítulo 5

## Análise do Braço Compartilhado e do Barramento $CC$

### 5.1 Introdução

Neste capítulo são realizadas análises da corrente do braço compartilhado ( $i_h$ ) e da tensão nos barramentos  $CC$  ( $v_c$ ). Nesse estudo são determinados os valores da amplitude da corrente do braço compartilhado ( $I_h$ ) e da tensão nos barramentos  $CC$  em função do ângulo entre a tensão de entrada e a tensão de saída do conversor,  $\theta_{gl}$ . Desta forma, será observado para quais valores de  $\theta_{gl}$  obtêm-se os menores níveis de  $i_h$  e  $v_c$ .

### 5.2 Corrente do Braço Compartilhado

A corrente do braço compartilhado, presente nas estruturas L3D1, L5D2 e L6D2, é dada por:

$$i_h = i_l - i_g \quad (5.1)$$

Na Figura 5.1a é apresentado o diagrama fasorial das correntes e tensões de entrada e de saída do conversor. A partir da equação (5.1) é possível constatar que o menor valor de  $i_h$  é encontrado quando as correntes  $i_l$  e  $i_g$  estão em fase. Esta situação ocorre quando o ângulo entre a tensão de entrada e a tensão de saída do conversor ( $\theta_{gl}$ ) é igual ao ângulo do fator de potência da carga ( $\phi_l$ ), conforme mostrado na Figura 5.1b.

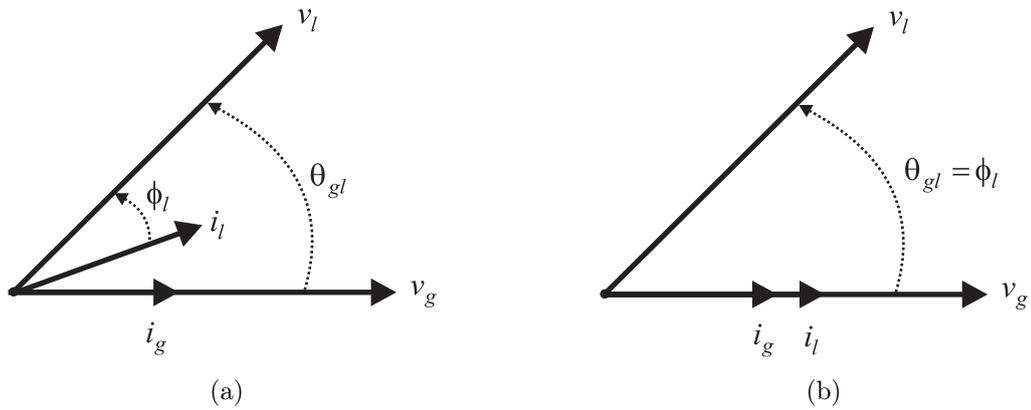


Figura 5.1: Diagrama fasorial das correntes e tensões de entrada e saída do conversor. (a)  $\theta_{gl} \neq \phi_l$ . (b)  $\theta_{gl} = \phi_l$ .

Na Figura 5.2 são apresentados os valores da amplitude da corrente no braço compartilhado em função de  $\theta_{gl}$ , com  $-180^\circ \leq \theta_{gl} \leq 180^\circ$ . Foram obtidas curvas de  $I_h$  para cinco ângulos do fator de potência,  $\phi_l = \{0, 10^\circ, 20^\circ, 30^\circ, 40^\circ\}$ . Considerou-se as tensões  $v_g$  e  $v_l$  com  $1 pu$  cada.

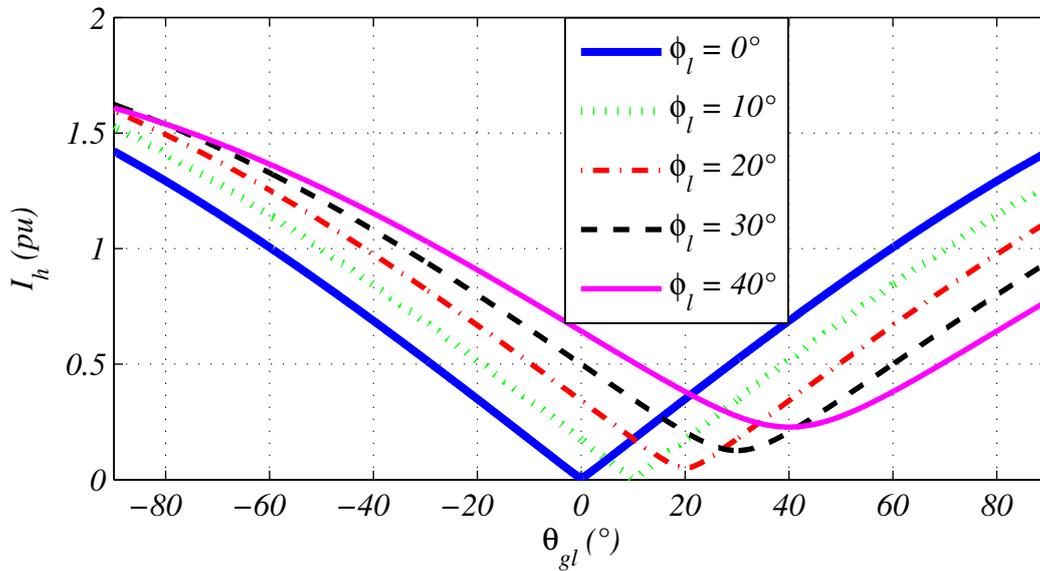


Figura 5.2: Amplitude da corrente no braço compartilhado.

Os resultados apresentados na Figura 5.2 confirmam o que já havia sido observado, isto é, o valor mínimo de  $I_h$  em cada curva é obtido no caso em que  $\theta_{gl} = \phi_l$ . Observa-se ainda que quanto maior o ângulo do fator de potência maior é o valor de  $I_h$  para um determinado  $\theta_{gl}$ . Essa constatação se deve ao fato que a componente reativa da corrente da carga aumenta à medida que  $\phi_l$  aumenta.

### 5.3 Tensão do Barramento $CC$

O barramento  $CC$  é um elemento de grande importância nos conversores  $CA-CC-CA$  pois, além de desacoplar o lado do retificador do lado do inversor provendo uma baixa impedância para frequências próximas à frequência de chaveamento, ele realiza a função de distribuir energia entre entrada e saída dos conversores.

Um fator relevante 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 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  $10^\circ C$  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 [71].

Como foi apresentado, os níveis de tensão sob os capacitores do barramento  $CC$  influenciam diretamente na sua vida útil bem como nas perdas por chaveamento do conversor. Dessa maneira, nesse trabalho é realizado o estudo da tensão mínima nos barramentos  $CC$  dos diversos conversores estudados.

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. Para cada topologia estudada, determinou-se o valor da tensão mínima nos barramentos  $CC$  ( $v_{c,min}$ ) necessária para gerar um dado par de tensões  $v_g$  e  $v_l$  com  $1pu$  cada. O estudo foi realizado em função do ângulo entre a tensão de entrada e a tensão de saída do conversor,  $\theta_{gl}$ . Para as topologias L5D2 e L6D2 são apresentados os valores obtidos em dois casos: Caso 1 - quando a tensão total é igualmente dividida entre os barramentos ( $v_{c1} = v_{c2} = v_{ct}/2$ ); Caso 2 - quando a tensão total é dividida de forma desigual ( $v_{c1} = v_{ct}/3$  e  $v_{c2} = 2v_{ct}/3$ ).

Na Figura 5.3 é mostrado os valores de tensão mínima no barramento  $CC$  obtidos para a topologia convencional com  $\theta_{gl}$  variando de  $-180^\circ$  a  $180^\circ$ .

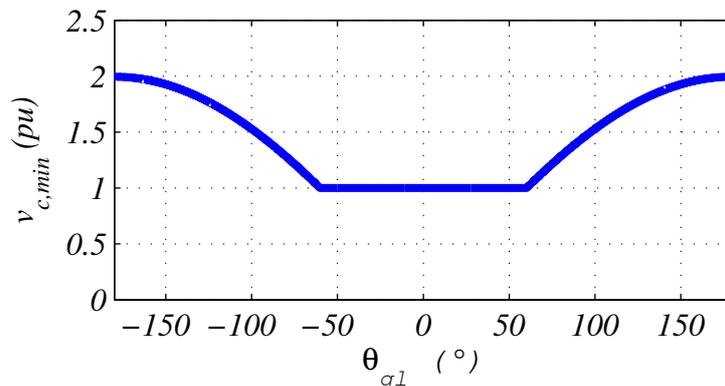


Figura 5.3: Tensão no barramento  $CC$  da topologia L3D1.

Observa-se nas Figuras 5.4 e 5.5, os valores de tensão requeridos nos barramentos *CC* da topologia L5D2 para  $\theta_{gl}$  variando de  $-180^\circ$  a  $180^\circ$ . Na Figura 5.6 são apresentados os valores de tensão total do barramento dessa estrutura.

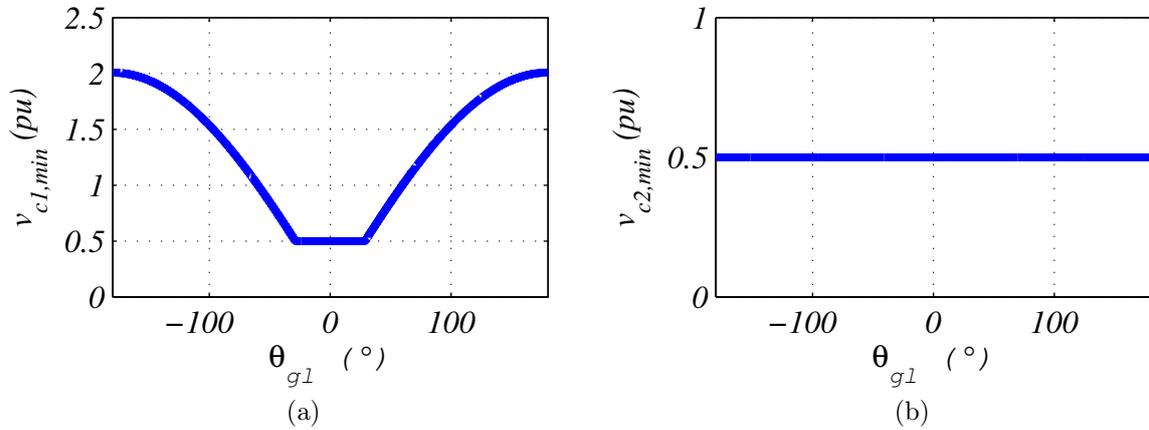


Figura 5.4: Tensão nos barramentos *CC* da topologia L5D2 quando a tensão total é dividida igualmente. (a)  $v_{c1,min}$ . (b)  $v_{c2,min}$ .

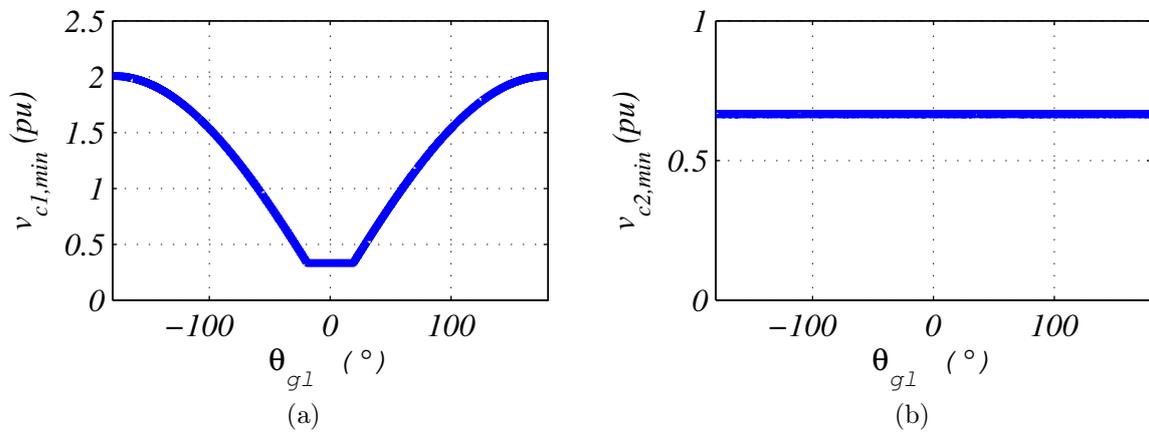


Figura 5.5: Tensão nos barramentos *CC* da topologia L5D2 quando a tensão total é dividida de forma desigual. (a)  $v_{c1,min}$ . (b)  $v_{c2,min}$ .

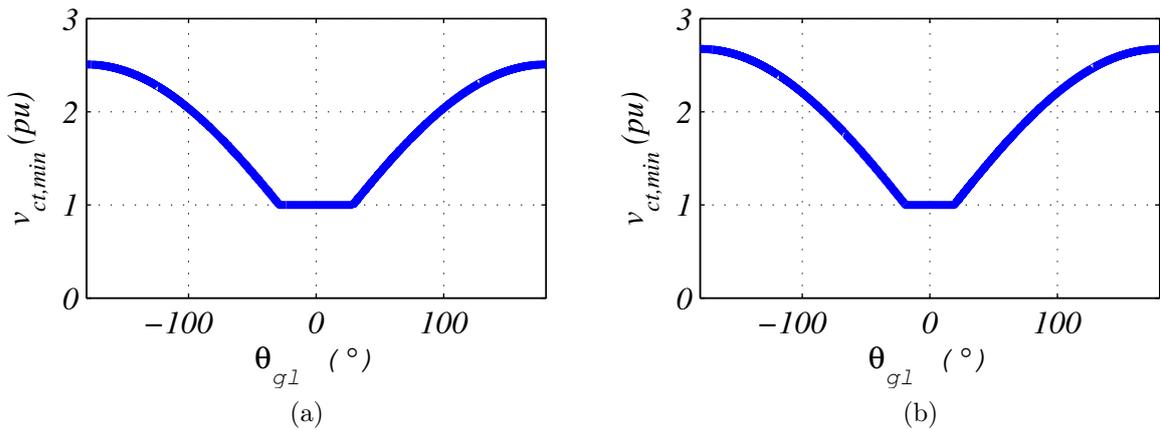


Figura 5.6: Tensão total nos barramentos  $CC$  da topologia L5D2. (a) Caso 1. (b) Caso 2.

Nas Figuras 5.7 e 5.8 são mostrados os valores de tensão requeridos nos barramentos  $CC$  da topologia L6D2 para  $\theta_{g1}$  variando de  $-180^\circ$  a  $180^\circ$ . Na Figura 5.9 são apresentados os valores de tensão total do barramento dessa estrutura.

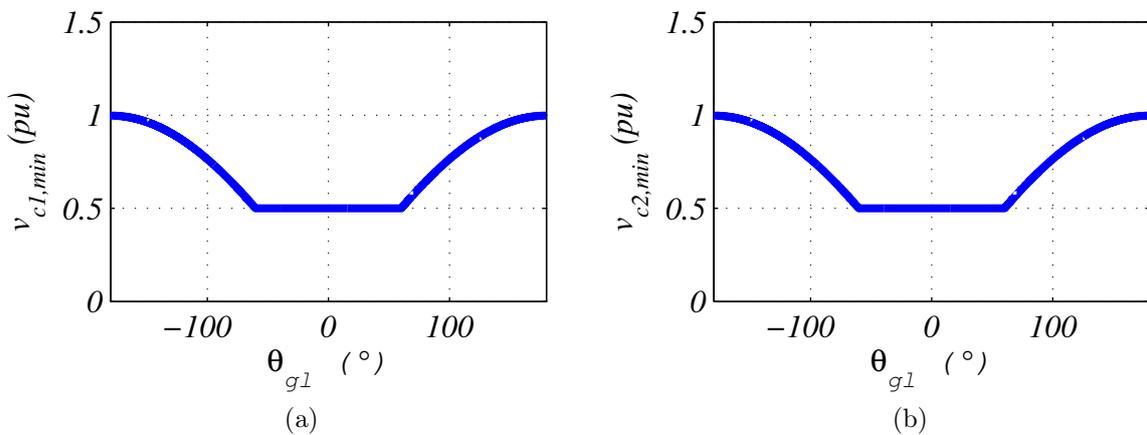


Figura 5.7: Tensão nos barramentos  $CC$  da topologia L6D2 quando a tensão total é dividida igualmente. (a)  $v_{c1,min}$ . (b)  $v_{c2,min}$ .

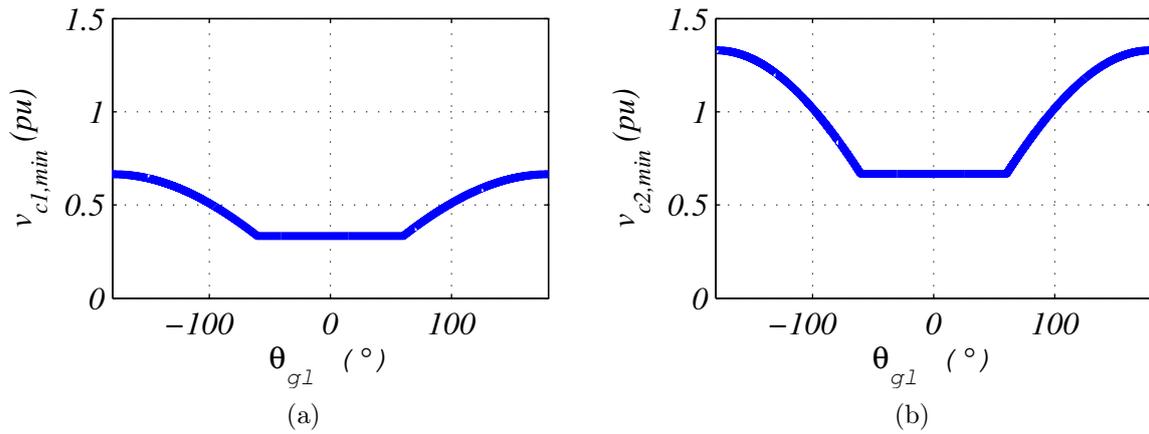


Figura 5.8: Tensão nos barramentos  $CC$  da topologia L6D2 quando a tensão total é dividida de forma desigual. (a)  $v_{c1,min}$ . (b)  $v_{c2,min}$ .

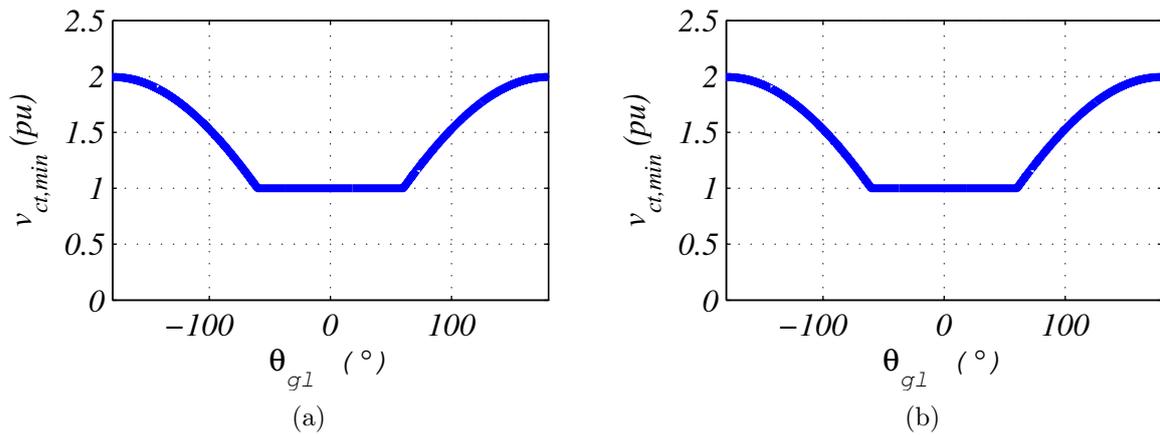
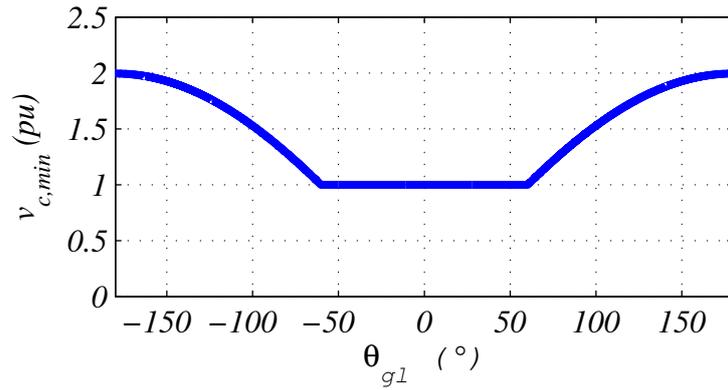
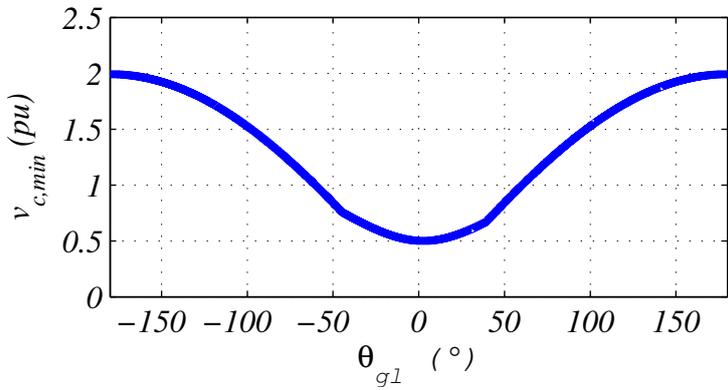


Figura 5.9: Tensão total nos barramentos  $CC$  da topologia L6D2. (a) Caso 1. (b) Caso 2.

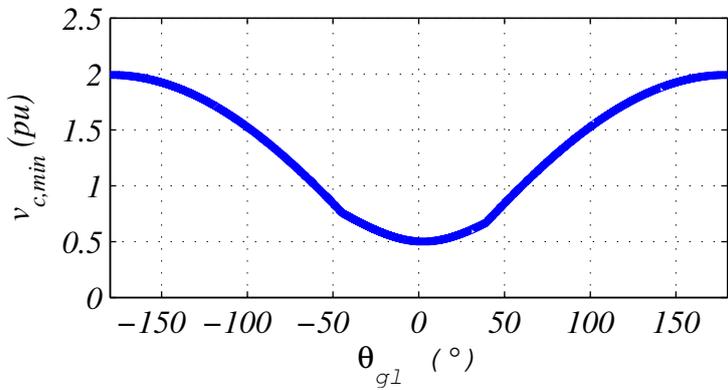
Na Figura 5.10 são mostrados os valores de tensão requeridos no barramento  $CC$  das topologias com uso de transformador L4D1Ts, L5D1Th e L4D1Th para  $\theta_{gl}$  variando de  $-180^\circ$  a  $180^\circ$ .



(a)



(b)



(c)

Figura 5.10: Tensão no barramento  $CC$  das topologias com uso de transformador. (a) L4D1Ts. (b) L5D1Th. (c) L4D1Th.

A partir da Figura 5.3, verifica-se que para gerar tensões de  $1pu$  na entrada e na saída ( $v_g$  e  $v_l$ ) da topologia convencional (L3D1), quando  $|\theta_{gl}| \leq 60^\circ$ , é necessário que o barramento  $CC$  tenha também  $1pu$  de tensão. Para  $|\theta_{gl}| > 60^\circ$ , a tensão no barramento aumenta à medida que  $|\theta_{gl}|$  aumenta, alcançando  $2pu$  para  $|\theta_{gl}| = 180^\circ$ .

Essa constatação também é válida para a topologia L6D2, como pode ser observado na Figura 5.7, sendo que nesta topologia o valor mínimo da tensão do barramento  $CC$  de cada um dos dois módulos é igual à metade do valor de tensão exigido na topologia

convencional L3D1. Mesmo os barramentos operando com tensões diferentes [Figura 5.8], a tensão total não se altera [Figura 5.9]. Fica claro que na topologia L6D2 as chaves de potência ficam submetidas a níveis de tensão menores que as chaves de potência da topologia convencional.

No caso da topologia L5D2 operando com tensões dos barramentos iguais, verifica-se que para gerar tensões de  $1pu$  na entrada e na saída ( $v_g$  e  $v_l$ ), quando  $|\theta_{gl}| \leq 29^\circ$ , é necessário que cada barramento  $CC$  tenha  $0,5pu$  de tensão. Para  $|\theta_{gl}| > 29^\circ$ , a tensão no barramento 1,  $v_{c1}$ , aumenta à medida que  $|\theta_{gl}|$  aumenta, atingindo  $2pu$  para  $|\theta_{gl}| = 180^\circ$ , enquanto que a tensão no barramento do conversor 2,  $v_{c2}$ , permanece constante [Figuras 5.4]. No caso em que os barramentos  $CC$  operam com tensões distintas, a soma dos dois barramentos é  $1pu$  para  $|\theta_{gl}| \leq 19^\circ$  [Figura 5.5].

Dentre os conversores com uso de transformador, as topologias L5D1Th e L4D1Th apresentam barramentos  $CC$  com tensão menor que o valor de tensão exigido na topologia L3D1 quando  $|\theta_{gl}| \leq 60^\circ$ . Em  $\theta_{gl} = 0^\circ$  o valor mínimo da tensão do barramento  $CC$  dessas topologias é  $0,5pu$ . No intervalo  $|\theta_{gl}| > 60^\circ$  as tensões requeridas são iguais às da topologia convencional [Figuras 5.10b e 5.10c]. A topologia L4D1Ts apresenta o mesmo valor de tensão no barramento  $CC$  em relação a convencional para qualquer valor de  $\theta_{gl}$  [Figura 5.10a].

## 5.4 Conclusão

Neste capítulo foram realizadas análises da corrente do braço compartilhado ( $i_h$ ) e do nível de tensão nos barramentos  $CC$  ( $v_c$ ) dos conversores estudados.

Observou-se que o valor mínimo de  $i_h$  é encontrado quando as correntes da carga e da rede ( $i_l$  e  $i_g$ ) estão em fase. Esta situação ocorre quando o ângulo entre a tensão de entrada e a tensão de saída do conversor ( $\theta_{gl}$ ) é igual ao ângulo do fator de potência da carga ( $\phi_l$ ).

Uma das características mais notáveis dos conversores 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  $CC$  (L5D2 e L6D2) têm seu valor mínimo da tensão do barramento  $CC$  de cada um dos dois módulos, menor que o valor de tensão exigidos nas topologia convencional (L3D1). Verificou-se que a tensão total exigida nos barramentos da topologia L6D2 vale  $1pu$  no intervalo  $|\theta_{gl}| \leq 60^\circ$ , enquanto que para a topologia L5D2 esse intervalo é menor.

As topologias L5D1Th e L4D1Th apresentaram barramentos  $CC$  com tensão menor que o valor de tensão exigido na topologia L3D1 quando  $|\theta_{gl}| \leq 60^\circ$ , já a L4D1Ts apresentou o mesmo valor de tensão no barramento em relação a L3D1 para qualquer valor de  $\theta_{gl}$ .

# Capítulo 6

## Análise da *WTHD*

### 6.1 Introdução

Neste capítulo é feita uma análise comparativa entre as topologias estudadas (L5D2, L6D2, L4D1Ts, L5D1Th e L4D1Th) e a topologia convencional (L3D1) segundo a observação das curvas da *WTHD* (Distorção Harmônica Total Ponderada) das tensões de entrada e saída dos conversores para diferentes valores do fator de distribuição de roda livre,  $\mu$ .

Conforme já foi explicado no Capítulo 3, para as topologias que possuem dois barramentos (L5D2 e L6D2) é observado dois tipos de  $\mu$ , os externos ( $\mu_{ext}$ ) e os internos ( $\mu_{int}$ ). O externo realiza a divisão da tensão total de entrada e saída ( $v_g$  e  $v_l$ ) entre os dois conversores que compõe a estrutura (conversores 1 e 2), fornecendo as tensões de entrada e saída de cada um deles. Por outro lado, o interno, denominado de fator de distribuição de roda livre, faz a divisão das tensões estabelecidas para cada conversor. Neste cenário, considera-se os externos com valor fixo  $\mu_{ext} = 0,5$  e os internos  $\mu_{int} = \mu$ , com  $0 \leq \mu \leq 1$ . As topologias que usam transformador (L4D1Ts, L5D1Th e L4D1Th) apresentam apenas  $\mu_{int}$ .

A técnica de múltiplas portadoras *PWM* é aplicada a cada uma das topologias. O objetivo de utilizar essa técnica é encontrar menores valores de distorção harmônica em relação à topologia convencional. Nas topologias analisadas existem várias combinações de utilização das múltiplas portadoras *PWM*, fato que é explorado neste capítulo.

Os pulsos de tensão gerados pelos conversores são deslocados quando mais de uma portadora *PWM* é utilizada. À medida que esses pulsos deslocados são somados, gera-se uma tensão total em que os pulsos resultantes possuem mais níveis, podendo 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.

Além de realizar a análise do comportamento da *WTHD* das tensões de entrada e saída das topologias L5D2 e L6D2 operando com as tensões dos barramentos *CC* iguais ( $v_{c1} = v_{c2} = v_{ct}/2$ ), nesse capítulo também será realizado o estudo dessas configurações

operando com tensões dos barramentos  $CC$  distintas. Neste caso, o barramento  $CC$  do conversor 1 apresenta um terço da tensão total ( $v_{c1} = v_{ct}/3$ ) e o barramento  $CC$  do conversor 2 apresenta os dois terços restantes ( $v_{c2} = 2v_{ct}/3$ ). Todas as análises foram feitas utilizando uma frequência de chaveamento  $f_{ch} = 10kHz$ .

A  $WTHD$  é definida por:

$$WTHD(h) = \frac{100}{\alpha_1} \sqrt{\sum_{h=2}^{N_h} \left(\frac{\alpha_h}{h}\right)^2} \quad (6.1)$$

onde  $\alpha_1$  é a amplitude da tensão fundamental,  $\alpha_h$  é a amplitude da componente harmônica de ordem  $h$  e  $N_h$  é o número de harmônicos considerado (considerou-se  $N_h = 1000$ ). A tensão de entrada dos conversores,  $v_g$ , está relacionada com a distorção harmônica da corrente da rede,  $i_g$ , enquanto que a tensão de saída dos conversores,  $v_l$ , está relacionada com a distorção harmônica da tensão da carga,  $e_l$ . Nesse cenário, a equação (6.1) 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 propostas frente à convencional.

## 6.2 Conversor com Cinco Braços e Dois Barramentos $CC$ - L5D2

Na Figura 6.1 são mostradas as curvas da  $WTHD$  da tensão de entrada do conversor L5D2 em comparação com a curva da  $WTHD$  da tensão de entrada do conversor convencional L3D1. A relação entre a tensão de entrada em L5D2,  $v_g$ , e a corrente da rede,  $i_g$ , é mostrada em (3.1).

Na Figura 6.2 são mostradas as curvas da  $WTHD$  da tensão de saída do conversor L5D2 em comparação com a curva da  $WTHD$  da tensão de saída do conversor convencional L3D1. A relação entre a tensão de saída em L5D2,  $v_l$ , e a tensão da carga,  $e_l$ , é mostrada em (3.2).

Para o caso de barramentos  $CC$  com tensões iguais, pode-se verificar que as  $WTHDs$  da tensão de entrada  $v_g$  possuem os mesmos valores tanto na topologia convencional quanto na topologia L5D2 com uma portadora  $PWM$  para qualquer valor de  $\mu$  [Figura 6.1a]. Para barramentos  $CC$  com tensões distintas, as  $WTHDs$  de  $v_g$  na topologia L5D2 são menores quando comparadas à convencional com uma portadora  $PWM$  [Figura 6.1b]. O mesmo acontece na tensão de saída,  $v_l$  [Figuras 6.2a e 6.2b].

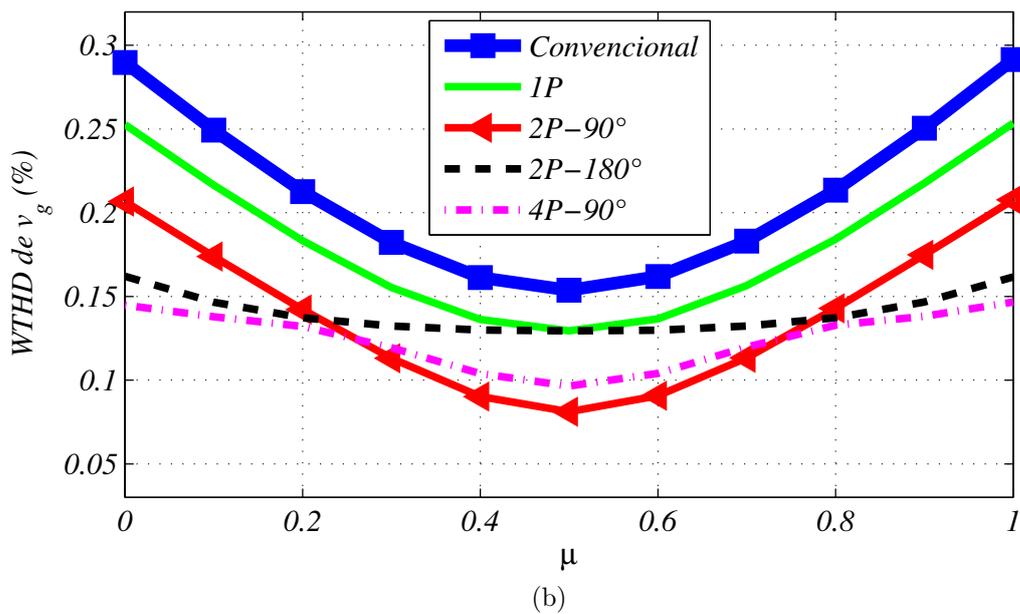
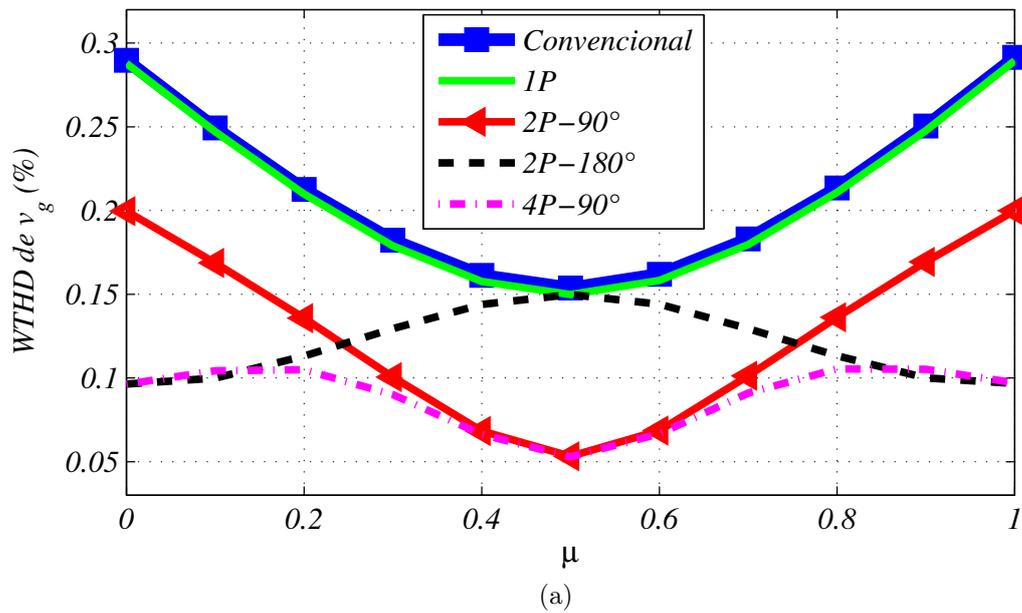


Figura 6.1: Curvas da  $WTHD$  da tensão de entrada das topologias L5D2 e convencional L3D1. (a) Barramentos  $CC$  com tensões iguais. (b) Barramentos  $CC$  com tensões distintas.

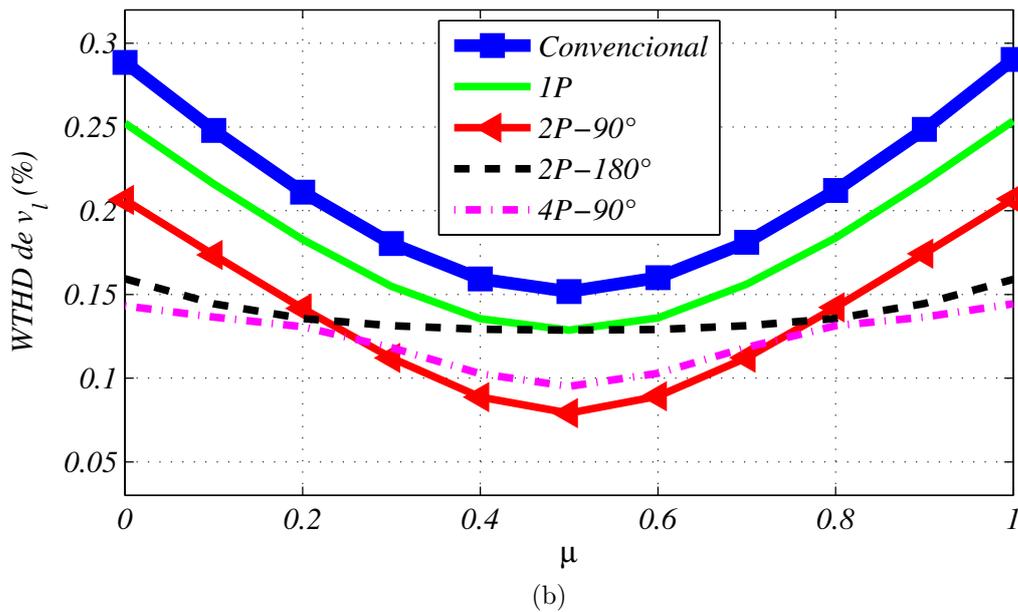
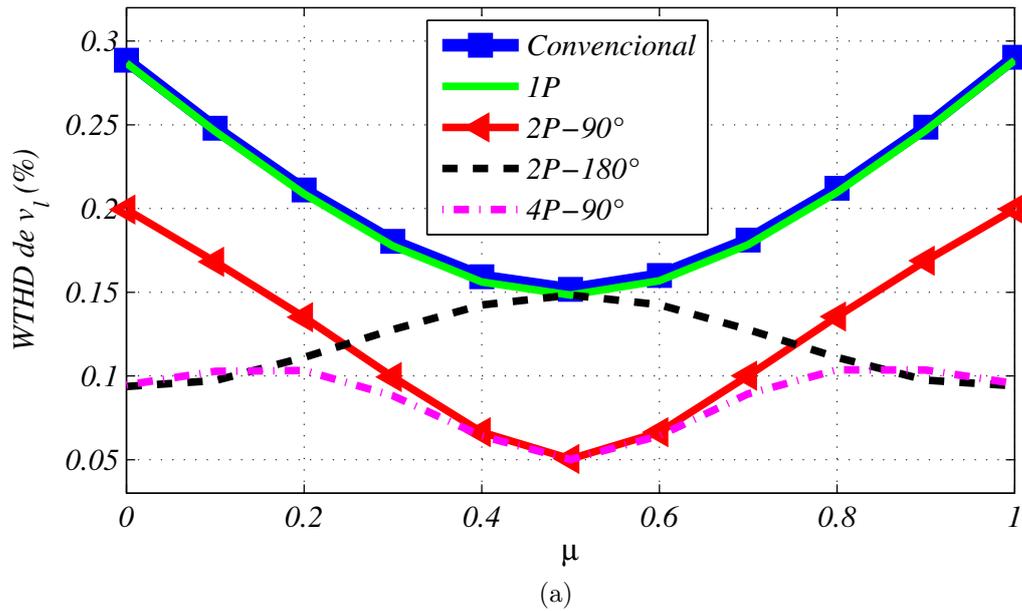


Figura 6.2: Curvas da *WTHD* da tensão de saída das topologias L5D2 e convencional L3D1. (a) Barramentos *CC* com tensões iguais. (b) Barramentos *CC* com tensões distintas.

Quando duas portadoras *PWM* defasadas de  $180^\circ$  são utilizadas na topologia L5D2, no caso de barramentos *CC* com tensões iguais, apenas em  $\mu = 0,5$  o valor da *WTHD* é igual ao valor da *WTHD* da topologia convencional L3D1, para os outros valores de  $\mu$  a topologia L5D2 possui valor menor de *WTHD*. Já no caso de barramentos *CC* com tensões distintas, os valores da *WTHD* da topologia L5D2 são sempre menores do que os obtidos para a topologia L3D1.

Tanto com duas portadoras *PWM* defasadas de  $90^\circ$  como também com quatro por-

tadoras *PWM* defasadas de  $90^\circ$ , ainda é possível obter valores menores de *WTHD*, principalmente em  $\mu = 0,5$ , onde é encontrado o menor valor da *WTHD* para a topologia L5D2. Mesmo para  $\mu = 0$  e  $\mu = 1$  a configuração com quatro portadoras *PWM* defasadas de  $90^\circ$ , diferentemente da configuração com duas portadoras defasadas de  $90^\circ$ , apresenta baixo valor da *WTHD* face a topologia convencional. Essas constatações são válidas para barramentos *CC* com tensões iguais e para barramentos *CC* com tensões distintas, sendo que na primeira obteve-se menores valores da *WTHD*.

A seguir é realizada uma análise do perfil dos pulsos das tensões geradas na entrada ( $v_g$ ) e na saída ( $v_l$ ) dos conversores para se observar como se dá a redução nos valores da *WTHD*.

- Análise para o caso de barramentos *CC* com tensões iguais

Conforme ilustrado na Figura 6.3, as tensões de entrada e de saída da topologia convencional L3D1 possuem perfil semelhante ao perfil das tensões da topologia L5D2 quando é utilizada uma portadora *PWM*.

Com duas portadoras *PWM* defasadas de  $180^\circ$  também se encontra perfil semelhante das tensões de entrada e de saída da topologia convencional L3D1 com  $\mu = 0,5$ . Esse resultado confirma o que já havia sido observado nas Figuras 6.1a e 6.2a 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. Nas tensões da topologia L5D2, pode-se notar que próximo à inversão de sinal existem dois níveis a mais [Figuras 6.3c, 6.3d e 6.4b] quando comparado com conversor convencional L3D1 [Figuras 6.3a e 6.3b]. A pequena diferença no valor da *WTHD* é irrisória, portanto, não é perceptível no fundo de escala das Figuras 6.1a e 6.2a. Para  $\mu = 0$  nota-se que há um aumento no número de níveis do sinal de tensão, caracterizando uma tendência de redução no valor da *WTHD* [Figura 6.4a].

Para  $\mu = 0$  e  $\mu = 0,5$ , tanto com duas portadoras *PWM* defasadas de  $90^\circ$  [Figuras 6.4c e 6.4d]; como também com quatro portadoras *PWM* defasadas de  $90^\circ$  [Figuras 6.5a e 6.5b], observa-se que os sinais de tensão de entrada e de saída apresentam cinco níveis bem definidos, principalmente em  $\mu = 0,5$ .

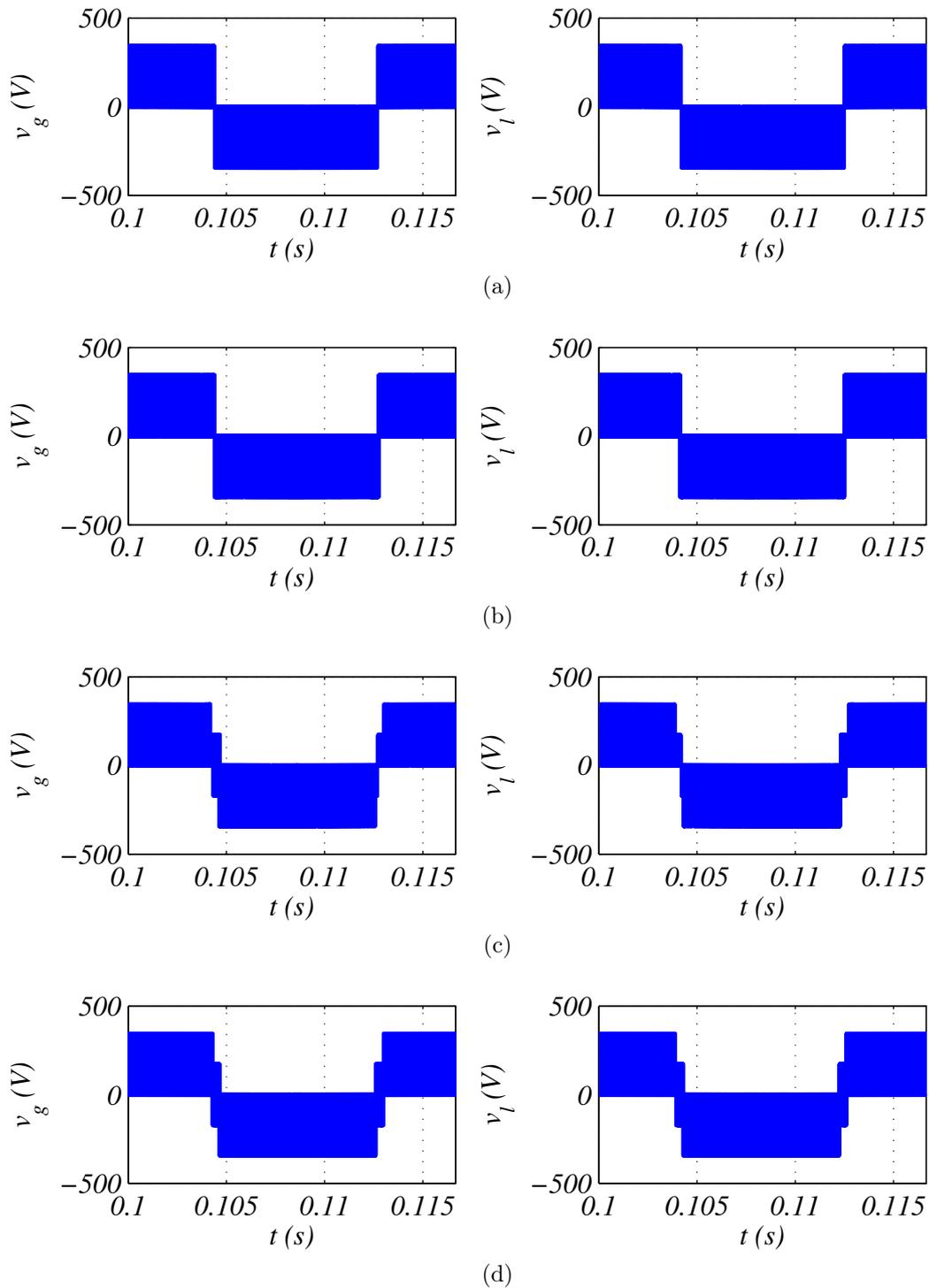


Figura 6.3: Tensões  $v_g$  e  $v_l$  para barramentos  $CC$  com tensões iguais. (a) Topologia convencional L3D1 com  $\mu = 0$ . (b) Topologia convencional L3D1 com  $\mu = 0,5$ . (c) Topologia L5D2 usando uma portadora  $PWM$  com  $\mu = 0$ . (d) Topologia L5D2 usando uma portadora  $PWM$  com  $\mu = 0,5$ .

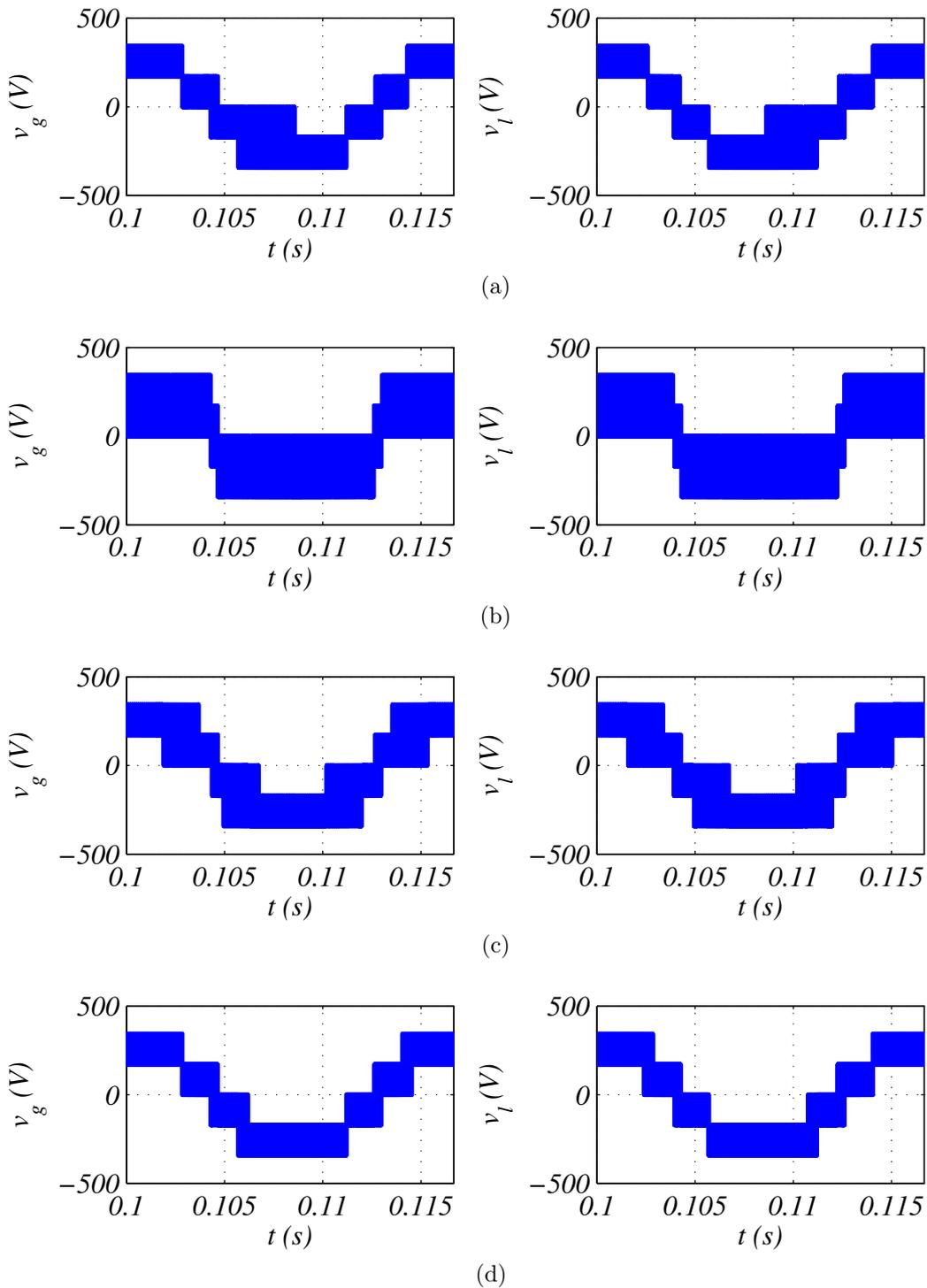


Figura 6.4: Tensões  $v_g$  e  $v_l$  para barramentos  $CC$  com tensões iguais. (a) Topologia L5D2 usando duas portadoras  $PWM$  defasadas de  $180^\circ$  com  $\mu = 0$ . (b) Topologia L5D2 usando duas portadoras  $PWM$  defasadas de  $180^\circ$  com  $\mu = 0,5$ . (c) Topologia L5D2 usando duas portadoras  $PWM$  defasadas de  $90^\circ$  com  $\mu = 0$ . (d) Topologia L5D2 usando duas portadoras  $PWM$  defasadas de  $90^\circ$  com  $\mu = 0,5$ .

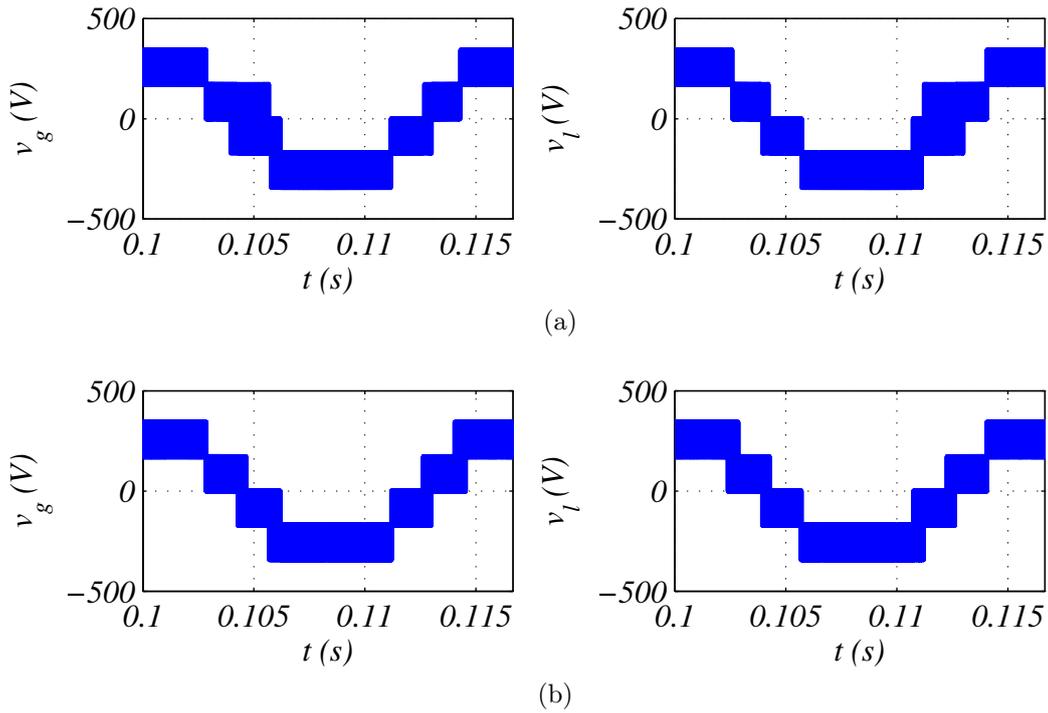


Figura 6.5: Tensões  $v_g$  e  $v_l$  para barramentos  $CC$  com tensões iguais. (a) Topologia L5D2 usando quatro portadoras  $PWM$  defasadas de  $90^\circ$  com  $\mu = 0$ . (b) Topologia L5D2 usando quatro portadoras  $PWM$  defasadas de  $90^\circ$  com  $\mu = 0,5$ .

- Análise para o caso de barramentos  $CC$  com tensões distintas

Através da Figura 6.6, observa-se que as tensões de entrada e de saída da topologia L5D2 possuem perfil semelhante ao perfil das tensões da topologia convencional quando é utilizada uma portadora  $PWM$ . Na topologia L5D2, o surgimento de mais níveis em relação a convencional ocasiona uma pequena redução da  $WTHD$ .

Com duas portadoras  $PWM$  defasadas de  $180^\circ$  [Figuras 6.7a e 6.7b] se verifica um perfil semelhante das tensões de entrada e de saída da topologia L5D2, para  $\mu = 0$  e  $\mu = 0,5$ , em relação ao perfil encontrado para esta mesma topologia quando se utiliza apenas uma portadora  $PWM$  para  $\mu = 0,5$ .

Para  $\mu = 0$  e  $\mu = 0,5$ , tanto com duas portadoras  $PWM$  defasadas de  $90^\circ$  [Figuras 6.7c e 6.7d]; como também com quatro portadoras  $PWM$  defasadas de  $90^\circ$  [Figuras 6.8a e 6.8b], observa-se que os sinais de tensão de entrada e de saída apresentam sete níveis. Os valores da  $WTHD$  obtidos para o caso de barramentos  $CC$  com tensões iguais foram menores comparados ao caso de barramentos  $CC$  com tensões distintas mesmo que este último tenha apresentando dois níveis a mais. A explicação para essa constatação reside no fato que os sete níveis encontrados no caso de barramentos  $CC$  com tensões distintas não são bem definidos, isto é, verifica-se a ocorrência de chaveamentos entre três níveis.

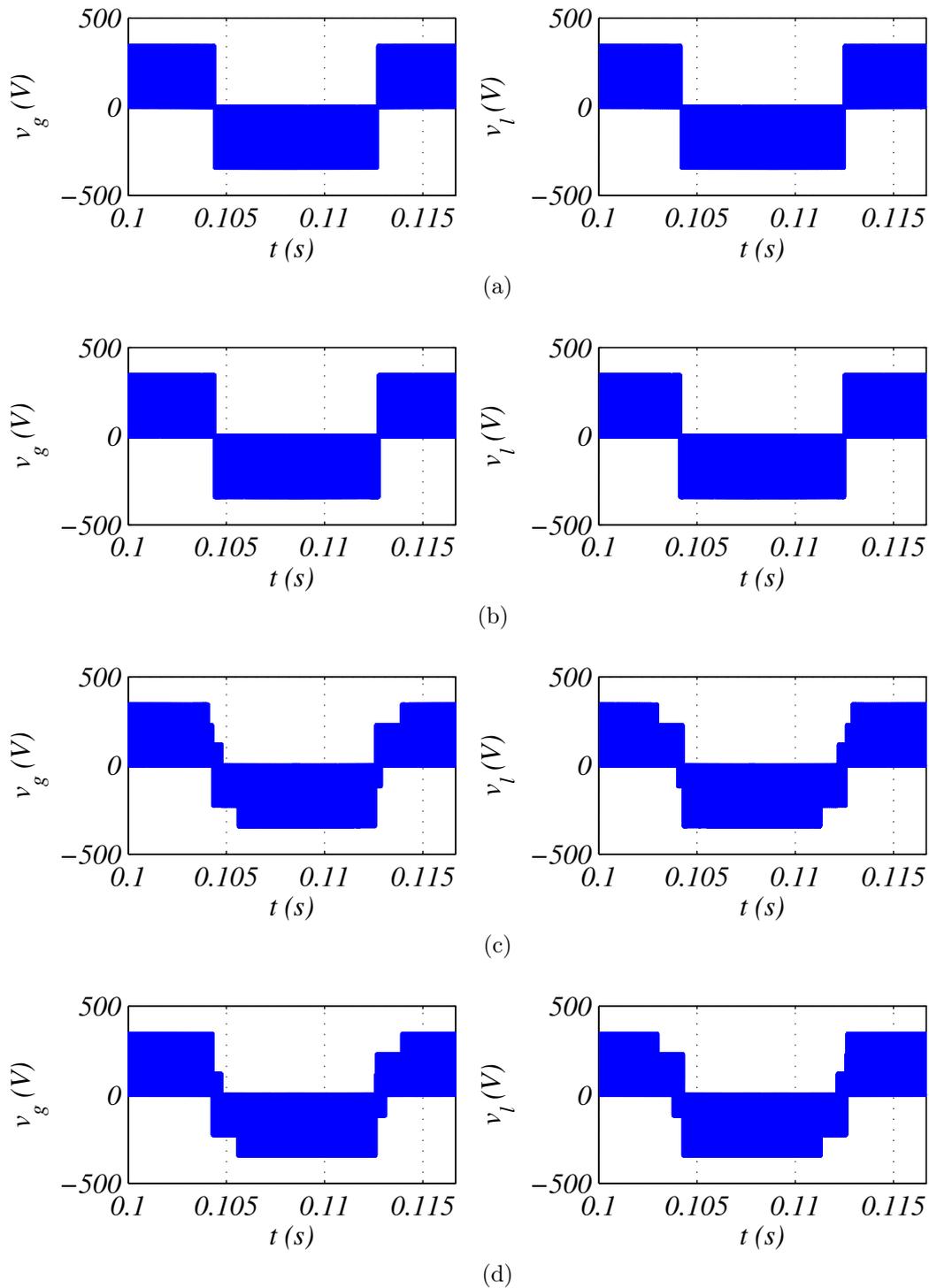


Figura 6.6: Tensões  $v_g$  e  $v_l$  para barramentos  $CC$  com tensões distintas. (a) Topologia convencional L3D1 com  $\mu = 0$ . (b) Topologia convencional L3D1 com  $\mu = 0,5$ . (c) Topologia L5D2 usando uma portadora  $PWM$  com  $\mu = 0$ . (d) Topologia L5D2 usando uma portadora  $PWM$  com  $\mu = 0,5$ .

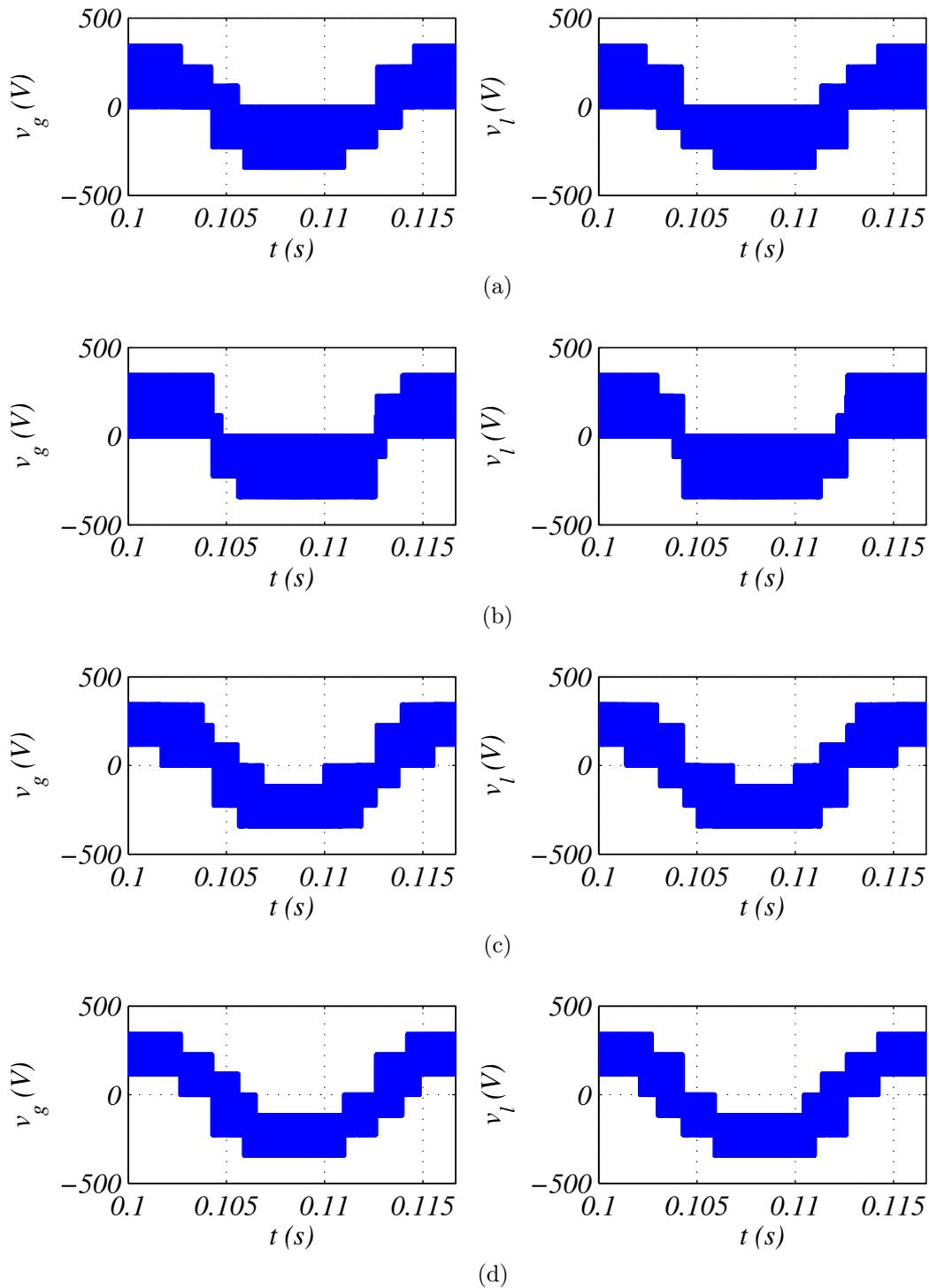


Figura 6.7: Tensões  $v_g$  e  $v_l$  para barramentos  $CC$  com tensões distintas. (a) Topologia L5D2 usando duas portadoras  $PWM$  defasadas de  $180^\circ$  com  $\mu = 0$ . (b) Topologia L5D2 usando duas portadoras  $PWM$  defasadas de  $180^\circ$  com  $\mu = 0,5$ . (c) Topologia L5D2 usando duas portadoras  $PWM$  defasadas de  $90^\circ$  com  $\mu = 0$ . (d) Topologia L5D2 usando duas portadoras  $PWM$  defasadas de  $90^\circ$  com  $\mu = 0,5$ .

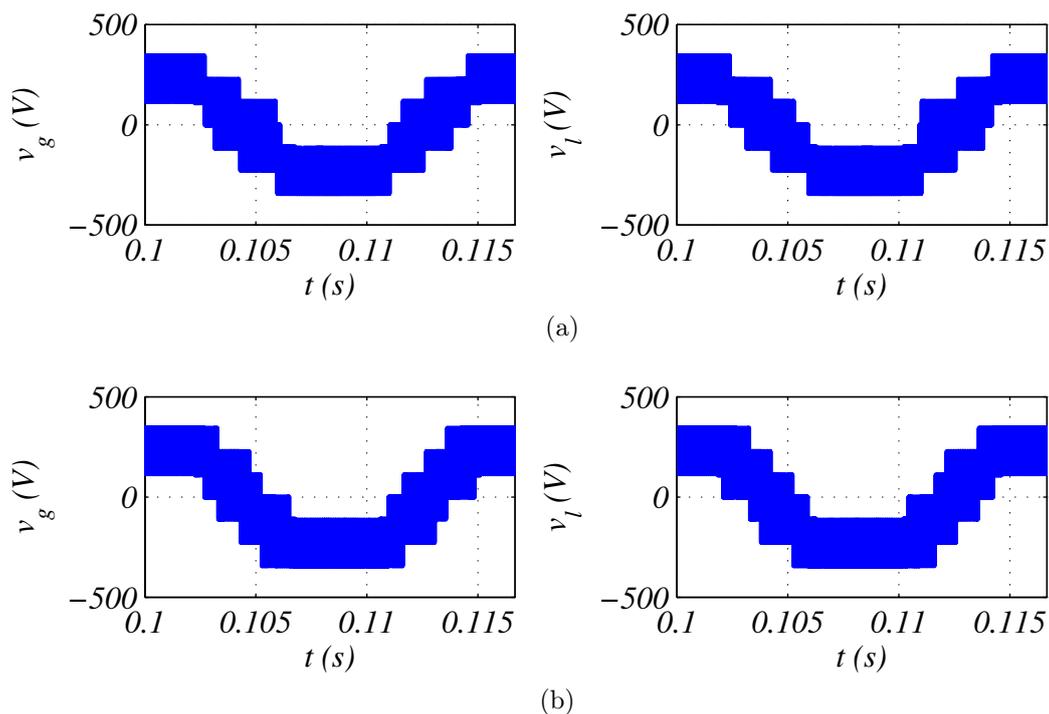


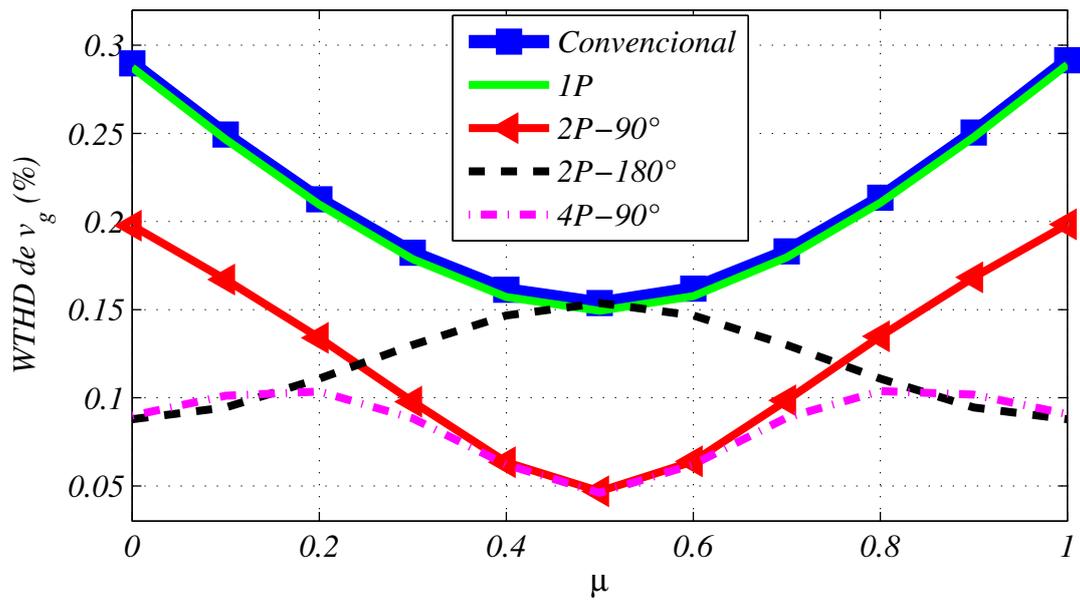
Figura 6.8: Tensões  $v_g$  e  $v_l$  para barramentos  $CC$  com tensões distintas. (a) Topologia L5D2 usando quatro portadoras  $PWM$  defasadas de  $90^\circ$  com  $\mu = 0$ . (b) Topologia L5D2 usando quatro portadoras  $PWM$  defasadas de  $90^\circ$  com  $\mu = 0,5$ .

### 6.3 Conversor com Seis Braços e Dois Barramentos $CC$ - L6D2

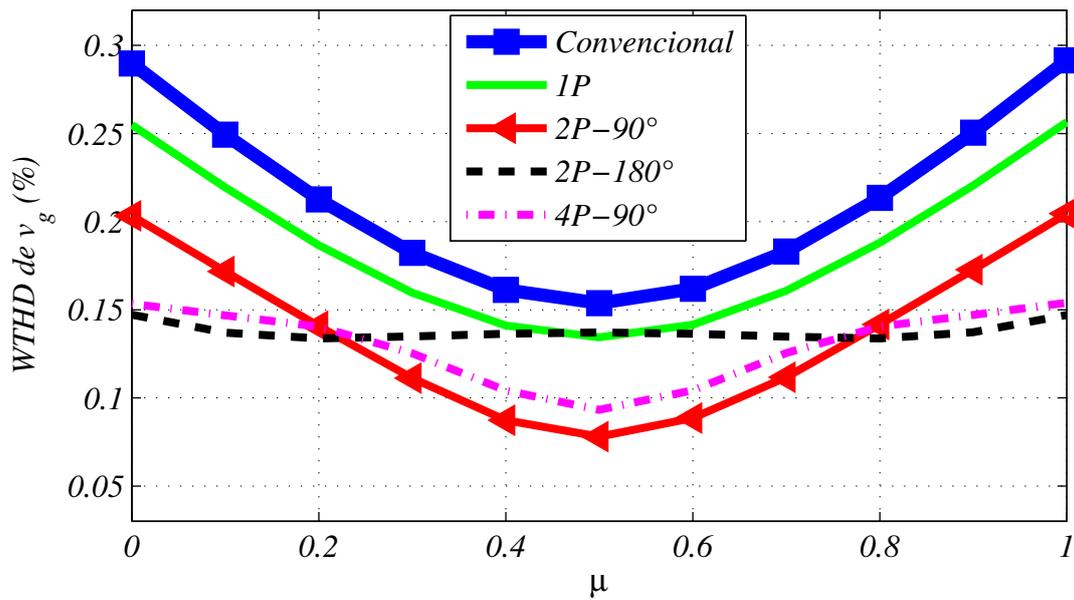
Na Figura 6.9 são mostradas as curvas da  $WTHD$  da tensão de entrada do conversor L6D2 em comparação com a curva da  $WTHD$  da tensão de entrada do conversor convencional L3D1. A relação entre a tensão de entrada em L6D2,  $v_g$ , e a corrente da rede,  $i_g$ , é mostrada em (3.43).

Na Figura 6.10 são mostradas as curvas da  $WTHD$  da tensão de saída do conversor L6D2 em comparação com a curva da  $WTHD$  da tensão de saída do conversor convencional L3D1. A relação entre a tensão de saída em L6D2,  $v_l$ , e a tensão da carga,  $e_l$ , é mostrada em (3.44).

Nas Figuras 6.9 e 6.10 cabem as mesmas análises feitas com relação à topologia L5D2 sobre a disposição relativas das curvas da  $WTHD$ .

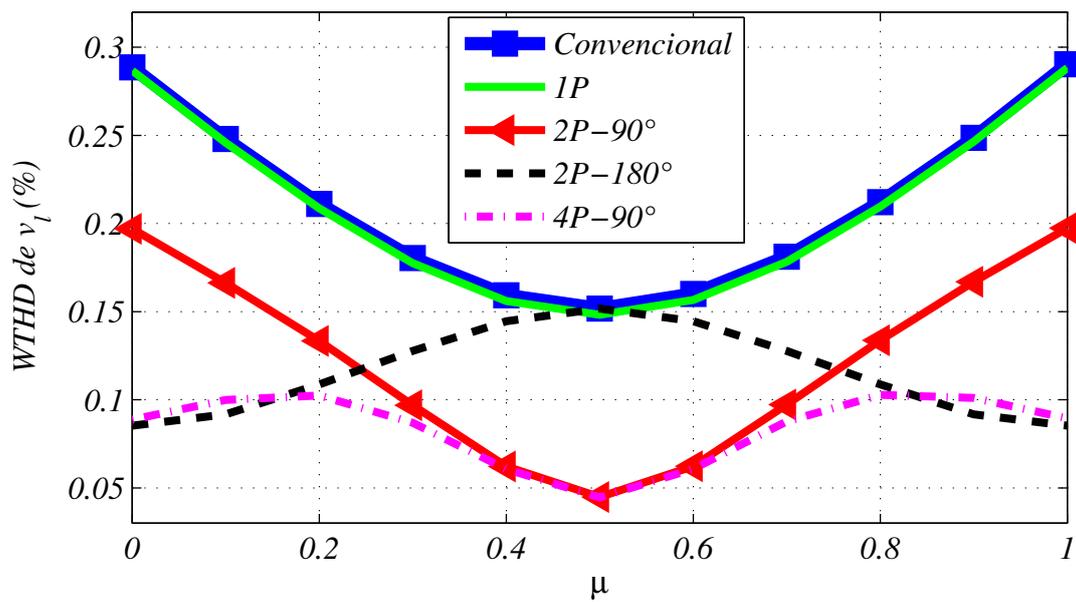


(a)

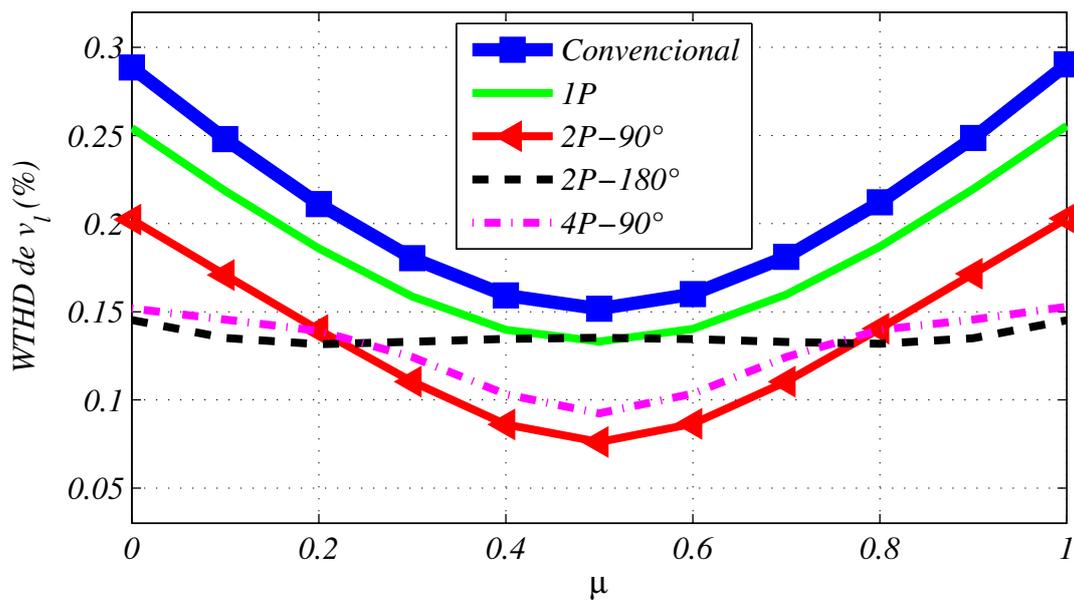


(b)

Figura 6.9: Curvas da  $WTHD$  da tensão de entrada das topologias L6D2 e convencional L3D1. (a) Barramentos  $CC$  com tensões iguais. (b) Barramentos  $CC$  com tensões distintas.



(a)



(b)

Figura 6.10: Curvas da *WTHD* da tensão de saída das topologias L6D2 e convencional L3D1. (a) Barramentos *CC* com tensões iguais. (b) Barramentos *CC* com tensões distintas.

- Análise para o caso de barramentos *CC* com tensões iguais

Conforme ilustrado na Figura 6.11, as tensões de entrada e de saída da topologia convencional L3D1 possuem perfil semelhante ao perfil das tensões da topologia L6D2 quando apenas uma portadora *PWM* é utilizada.

Com duas portadoras *PWM* defasadas de 180° também se encontra perfil semelhante das tensões de entrada e de saída da topologia convencional L3D1 com  $\mu = 0,5$ . É

interessante observar a pequena diferença entre os perfis de tensão nessas situações em que o valor de *WTHD* é o mesmo. Nas tensões da topologia L6D2, pode-se notar que próximo à inversão de sinal existem dois níveis a mais [Figuras 6.11c e 6.11d] quando comparado com conversor convencional L3D1 [Figuras 6.11a e 6.11b]. Para  $\mu = 0$  nota-se que há um aumento no número de níveis do sinal de tensão, caracterizando uma tendência de redução no valor da *WTHD* [Figura 6.12a].

Para  $\mu = 0$  e  $\mu = 0,5$ , tanto com duas portadoras *PWM* defasadas de  $90^\circ$  [Figuras 6.12c e 6.12d]; como também com quatro portadoras *PWM* defasadas de  $90^\circ$  [Figuras 6.13a e 6.13b], observa-se que os sinais de tensão de entrada e de saída apresentam cinco níveis bem definidos, principalmente em  $\mu = 0,5$ .

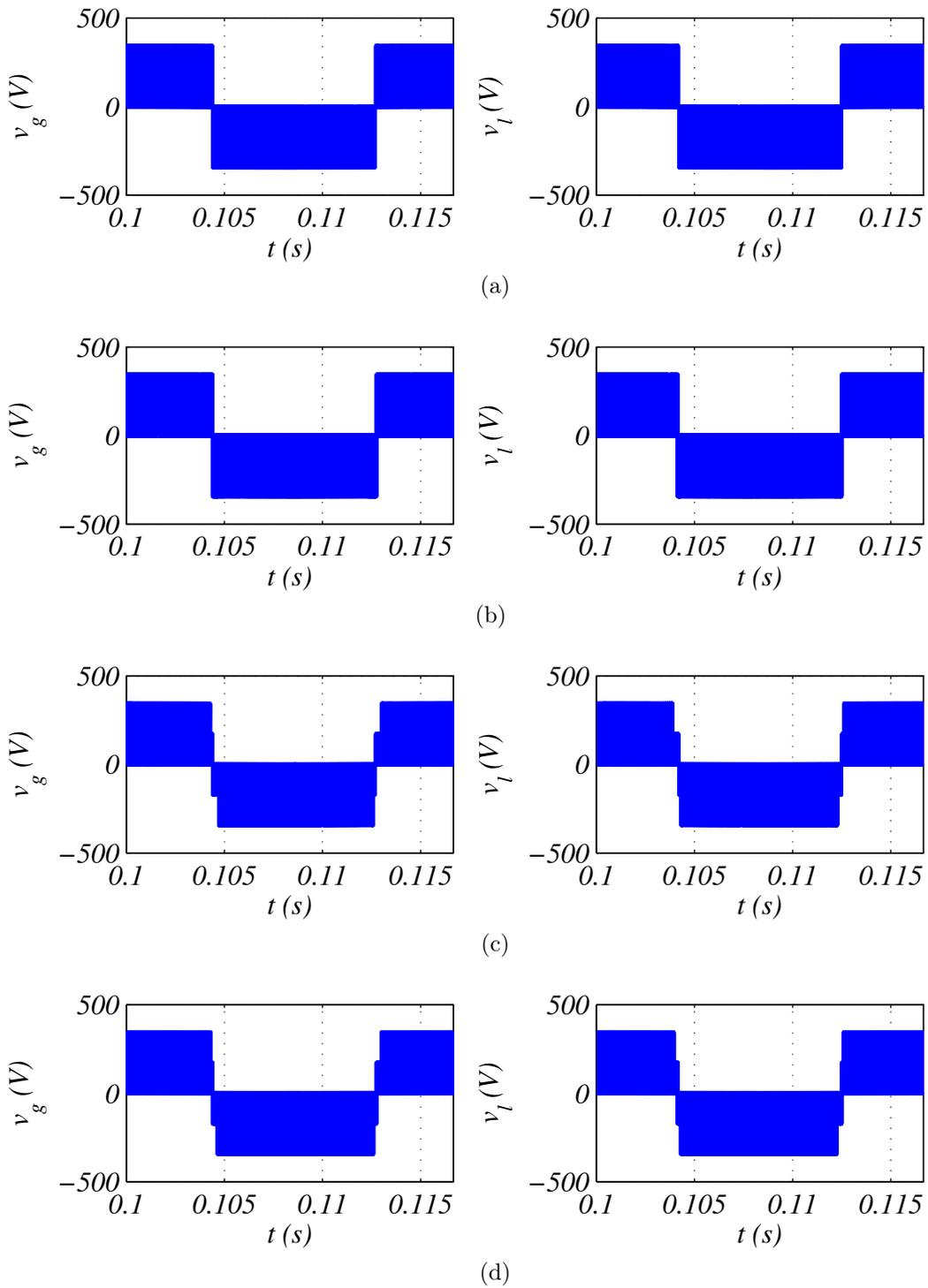


Figura 6.11: Tensões  $v_g$  e  $v_l$  para barramentos  $CC$  com tensões iguais. (a) Topologia convencional L3D1 com  $\mu = 0$ . (b) Topologia convencional L3D1 com  $\mu = 0,5$ . (c) Topologia L6D2 usando uma portadora  $PWM$  com  $\mu = 0$ . (d) Topologia L6D2 usando uma portadora  $PWM$  com  $\mu = 0,5$ .

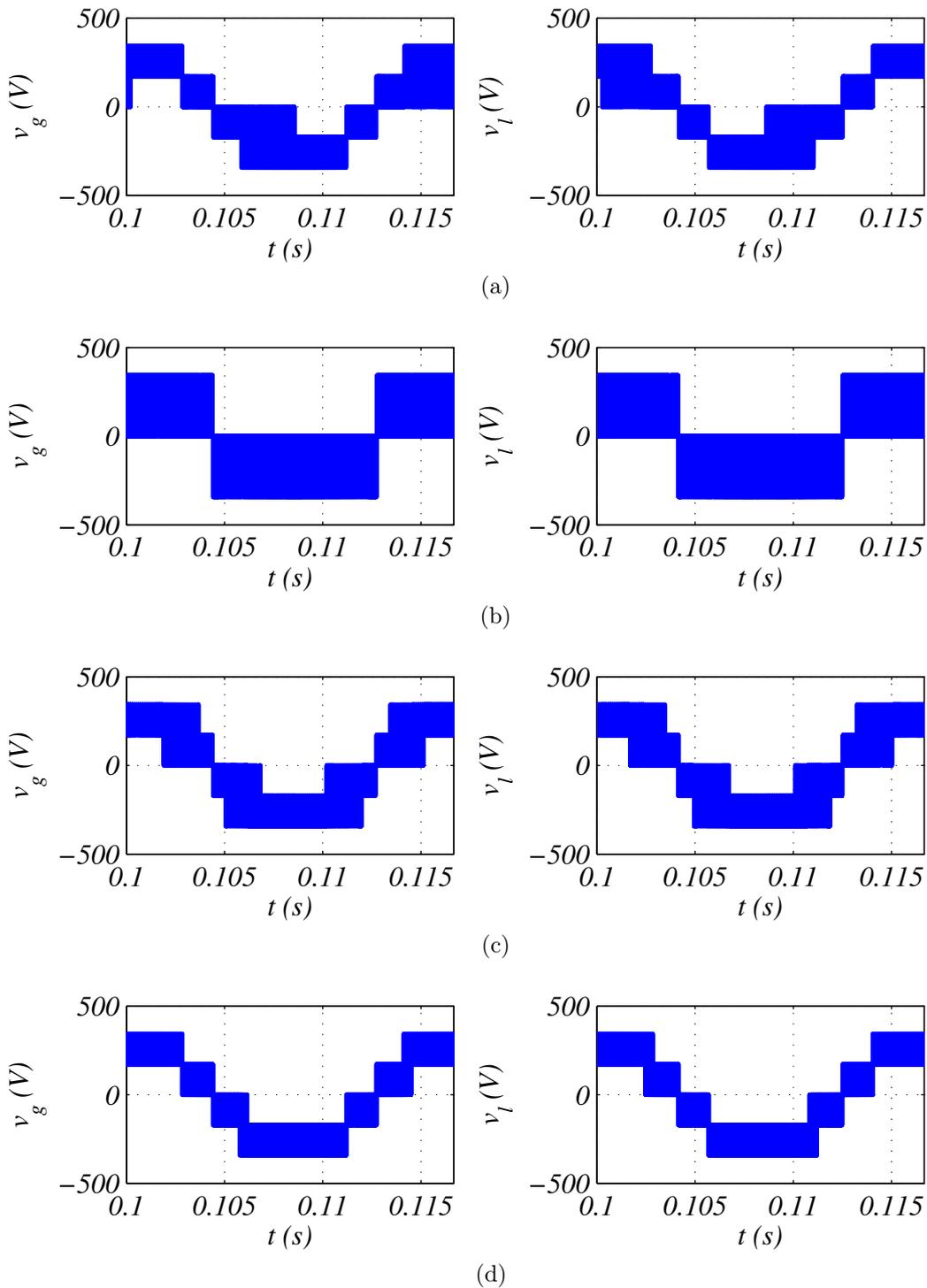


Figura 6.12: Tensões  $v_g$  e  $v_l$  para barramentos  $CC$  com tensões iguais. (a) Topologia L6D2 usando duas portadoras  $PWM$  defasadas de  $180^\circ$  com  $\mu = 0$ . (b) Topologia L6D2 usando duas portadoras  $PWM$  defasadas de  $180^\circ$  com  $\mu = 0,5$ . (c) Topologia L6D2 usando duas portadoras  $PWM$  defasadas de  $90^\circ$  com  $\mu = 0$ . (d) Topologia L6D2 usando duas portadoras  $PWM$  defasadas de  $90^\circ$  com  $\mu = 0,5$ .

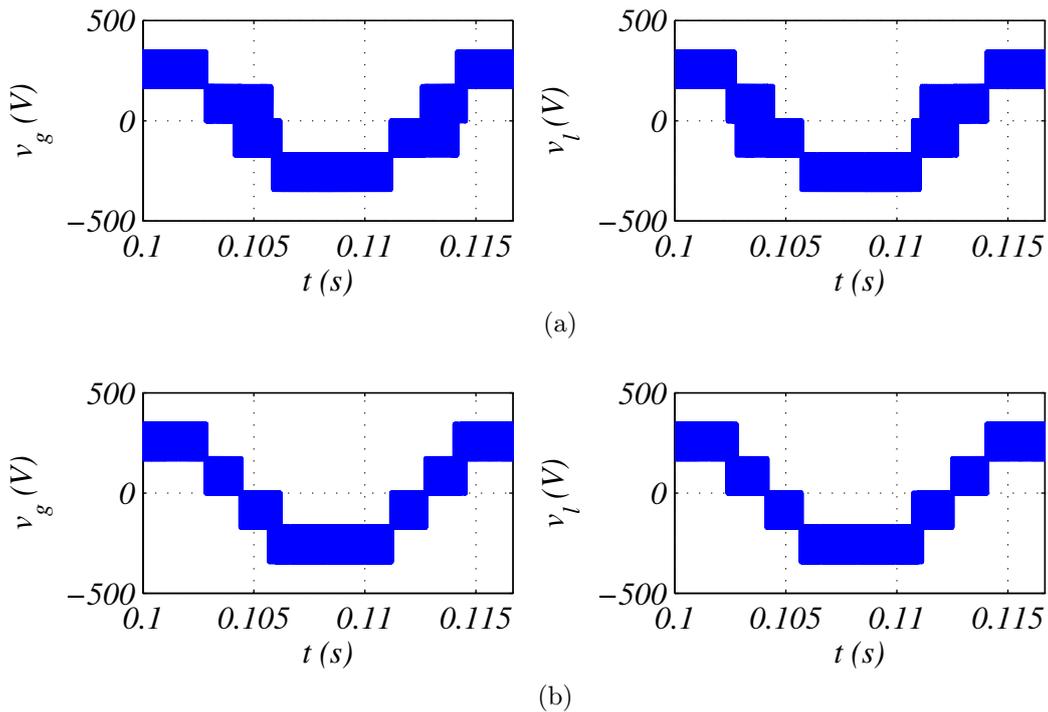


Figura 6.13: Tensões  $v_g$  e  $v_l$  para barramentos  $CC$  com tensões iguais. (a) Topologia L6D2 usando quatro portadoras  $PWM$  defasadas de  $90^\circ$  com  $\mu = 0$ . (b) Topologia L6D2 usando quatro portadoras  $PWM$  defasadas de  $90^\circ$  com  $\mu = 0,5$ .

- Análise para o caso de barramentos  $CC$  com tensões distintas

Para Figura 6.14, são válidas as mesmas análises realizadas para a topologia L5D2.

Com duas portadoras  $PWM$  defasadas de  $180^\circ$  [Figuras 6.15a e 6.15b] se verifica um perfil semelhante das tensões de entrada e de saída da topologia L6D2, para  $\mu = 0$  e  $\mu = 0,5$ , em relação ao perfil encontrado para esta mesma topologia quando se utiliza apenas uma portadora  $PWM$  para  $\mu = 0,5$ . Nessas configurações nota-se que próximo à inversão de sinal existem dois níveis a mais quando comparadas a topologia L3D1.

Para  $\mu = 0$  e  $\mu = 0,5$ , com duas portadoras  $PWM$  defasadas de  $90^\circ$  [Figuras 6.15c e 6.15d], observa-se que os sinais de tensão de entrada e de saída apresentam cinco níveis. Já para a configuração com quatro portadoras  $PWM$  defasadas de  $90^\circ$  [Figuras 6.16a e 6.16b], observa-se que os sinais de tensão de entrada e de saída apresentam sete níveis.

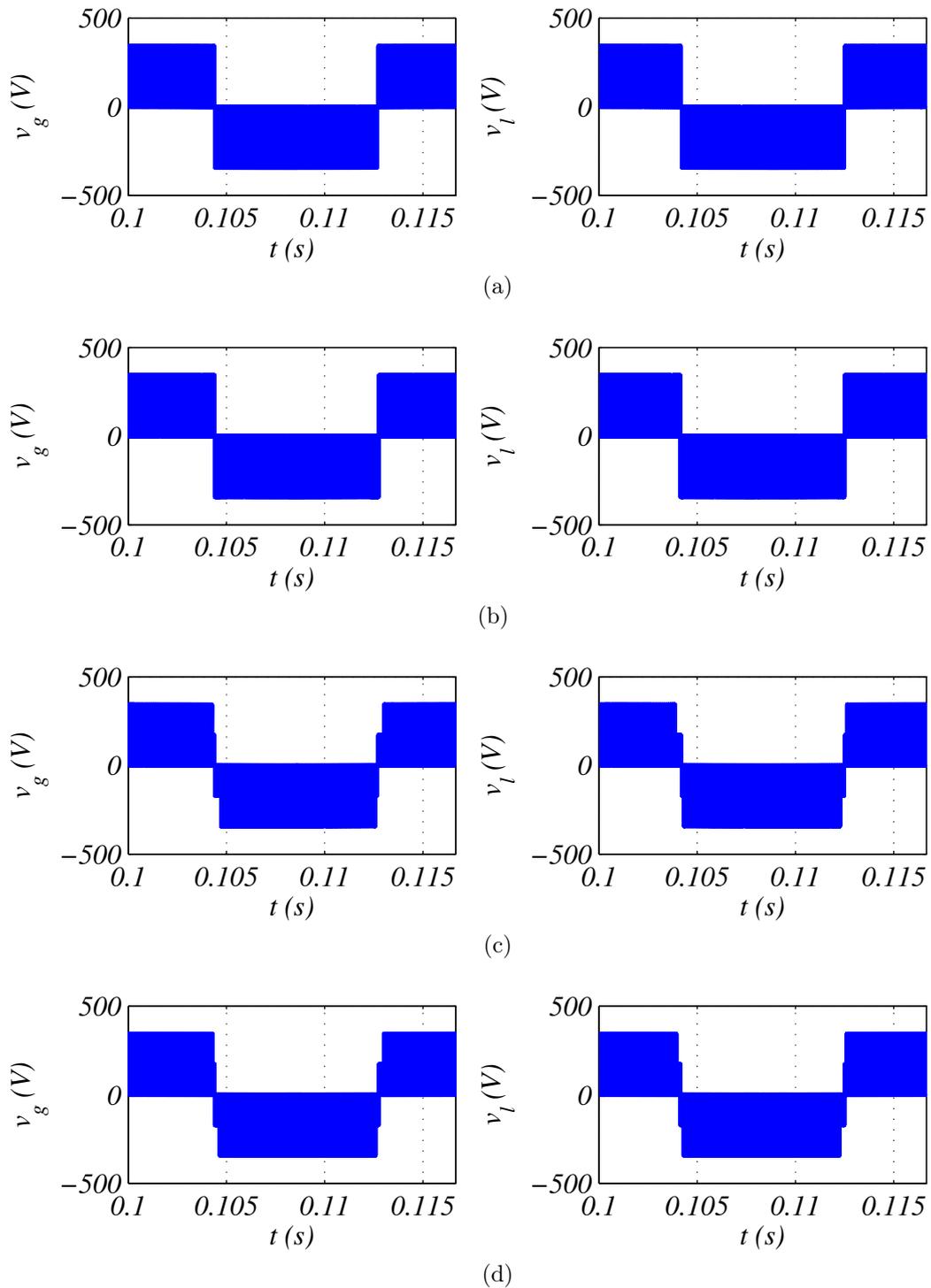


Figura 6.14: Tensões  $v_g$  e  $v_l$  para barramentos  $CC$  com tensões distintas. (a) Topologia convencional L3D1 com  $\mu = 0$ . (b) Topologia convencional L3D1 com  $\mu = 0,5$ . (c) Topologia L6D2 usando uma portadora  $PWM$  com  $\mu = 0$ . (d) Topologia L6D2 usando uma portadora  $PWM$  com  $\mu = 0,5$ .

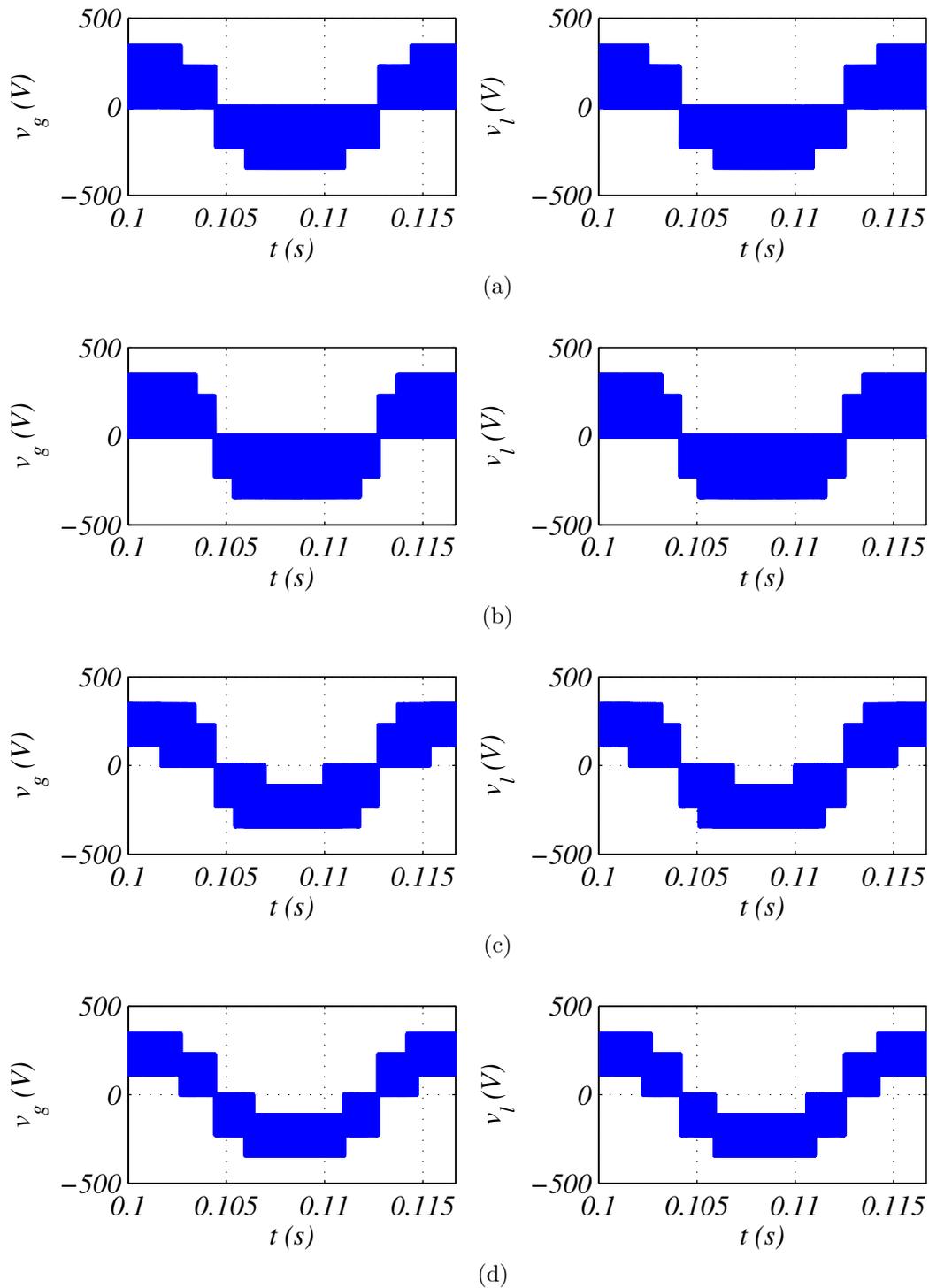


Figura 6.15: Tensões  $v_g$  e  $v_l$  para barramentos  $CC$  com tensões distintas. (a) Topologia L6D2 usando duas portadoras  $PWM$  defasadas de  $180^\circ$  com  $\mu = 0$ . (b) Topologia L6D2 usando duas portadoras  $PWM$  defasadas de  $180^\circ$  com  $\mu = 0,5$ . (c) Topologia L6D2 usando duas portadoras  $PWM$  defasadas de  $90^\circ$  com  $\mu = 0$ . (d) Topologia L6D2 usando duas portadoras  $PWM$  defasadas de  $90^\circ$  com  $\mu = 0,5$ .

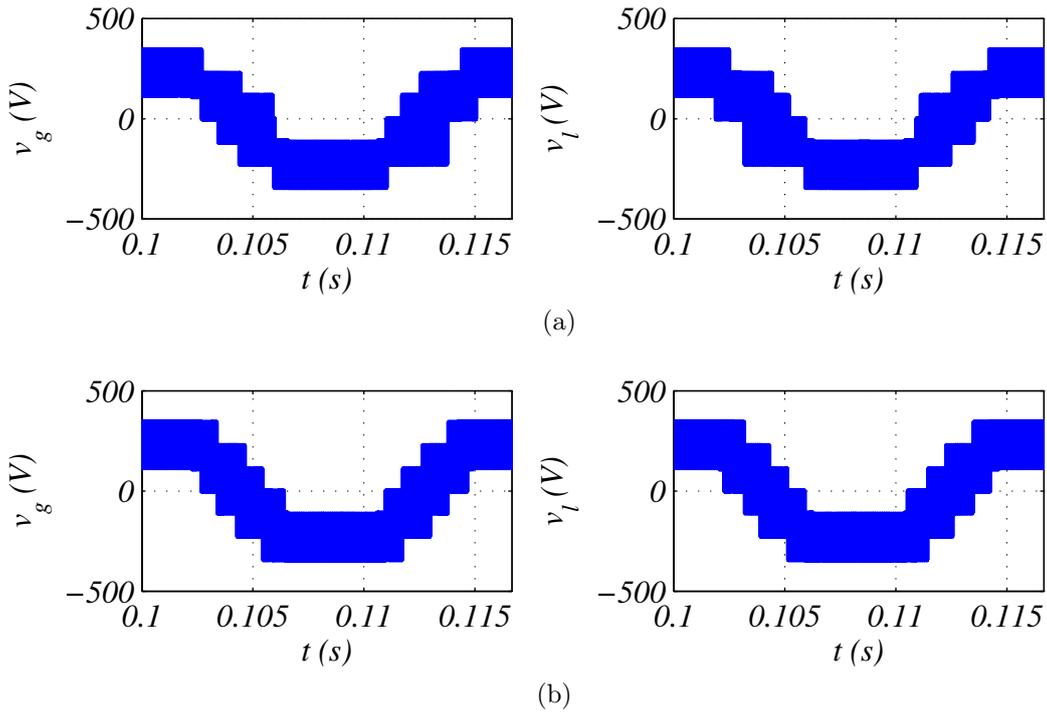


Figura 6.16: Tensões  $v_g$  e  $v_l$  para barramentos  $CC$  com tensões distintas. (a) Topologia L6D2 usando quatro portadoras  $PWM$  defasadas de  $90^\circ$  com  $\mu = 0$ . (b) Topologia L6D2 usando quatro portadoras  $PWM$  defasadas de  $90^\circ$  com  $\mu = 0,5$ .

## 6.4 Conversor com Quatro Braços, um Barramento $CC$ e um Transformador Série - L4D1Ts

Para a topologia L4D1Ts, o estudo da  $WTHD$  das tensões de entrada e saída geradas pelos conversores para diferentes valores do fator de distribuição de roda livre foi feito utilizando apenas uma portadora  $PWM$ , já que a utilização da técnica de múltiplas portadoras  $PWM$  não resulta em redução do conteúdo harmônico.

Na Figura 6.17a é mostrada a curva da  $WTHD$  da tensão de entrada do conversor L4D1Ts em comparação com a curva da  $WTHD$  da tensão de entrada do conversor convencional L3D1. A relação entre a tensão de entrada em L4D1Ts,  $v_g$ , e a corrente da rede,  $i_g$ , é mostrada em (4.1).

Na Figura 6.17b é mostrada a curva da  $WTHD$  da tensão de saída do conversor L4D1Ts em comparação com a curva da  $WTHD$  da tensão de saída do conversor convencional L3D1. A relação entre a tensão de saída em L4D1Ts,  $v_l$ , e a tensão da carga,  $e_l$ , é mostrada em (4.2).

Através da Figura 6.17, pode-se verificar que a  $WTHD$  encontrada para a topologia L4D1Ts, tanto da tensão de entrada como da tensão de saída, possui valores bem próximos aos da topologia convencional para qualquer valor de  $\mu$ , principalmente em torno de  $\mu = 0,5$ .

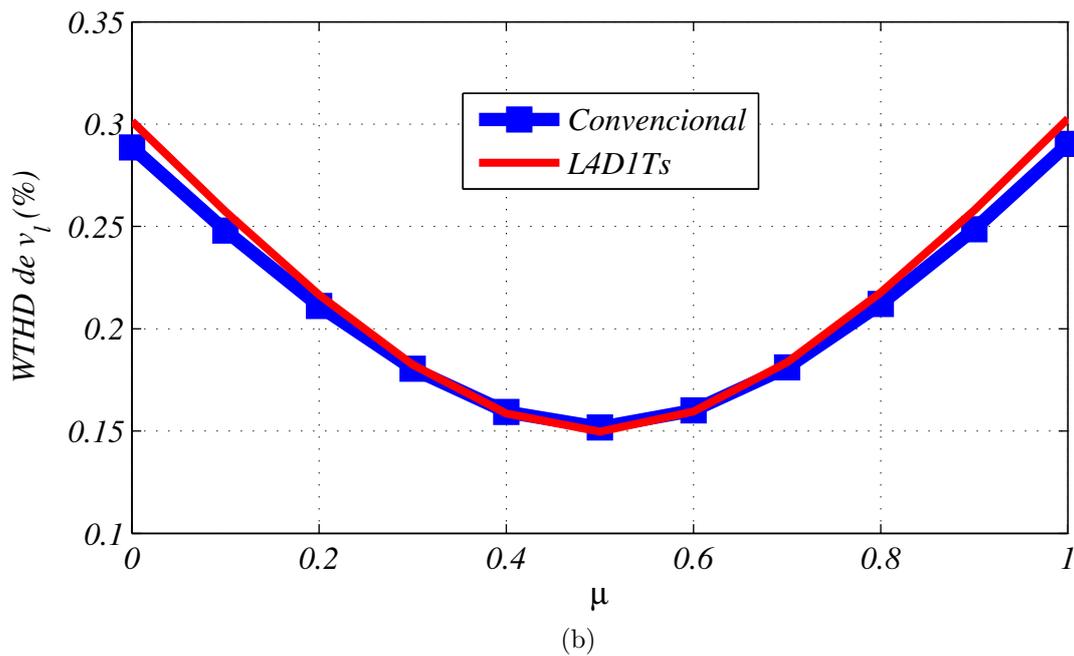
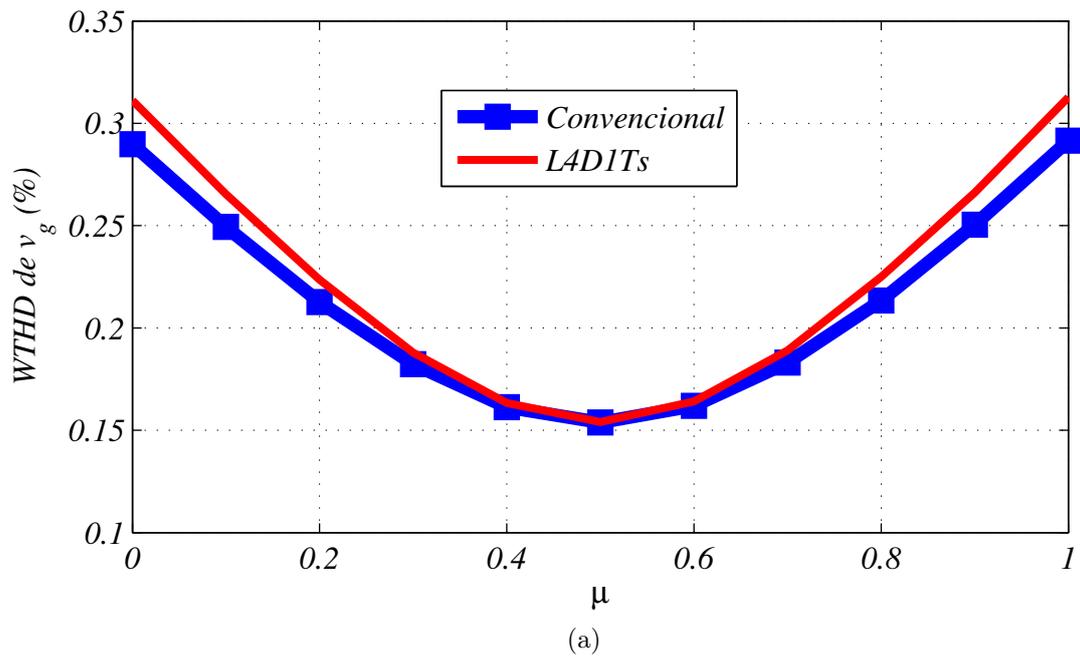


Figura 6.17: Curvas da  $WTHD$  das topologias L4D1Ts e convencional L3D1. (a) Tensão de entrada,  $v_g$ . (b) Tensão de saída,  $v_l$ .

Conforme ilustrado na Figura 6.18, as tensões de entrada e de saída da topologia convencional L3D1 possuem perfil semelhante ao perfil das tensões da topologia L4D1Ts.

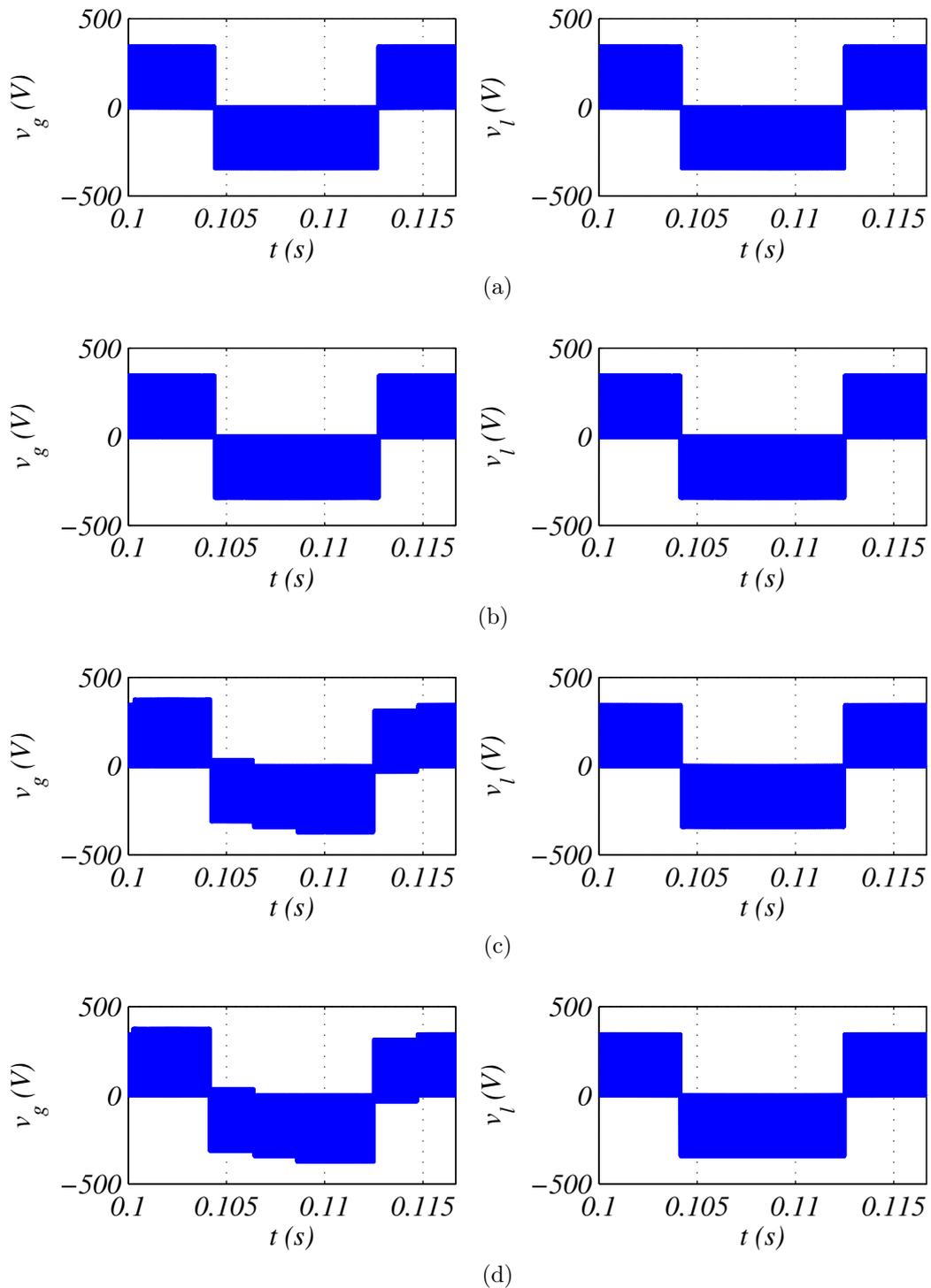


Figura 6.18: Tensões  $v_g$  e  $v_l$ . (a) Topologia convencional L3D1 com  $\mu = 0$ . (b) Topologia convencional L3D1 com  $\mu = 0,5$ . (c) Topologia L4D1Ts com  $\mu = 0$ . (d) Topologia L4D1Ts com  $\mu = 0,5$ .

## 6.5 Conversor com Cinco Braços, um Barramento $CC$ e um Transformador Paralelo - L5D1Th

Na Figura 6.19a são mostradas as curvas da  $WTHD$  da tensão de entrada do conversor L5D1Th em comparação com a curva da  $WTHD$  da tensão de entrada do conversor convencional L3D1. A relação entre a tensão de entrada em L5D1Th,  $v_g$ , e a corrente da rede,  $i_g$ , é mostrada em (4.32).

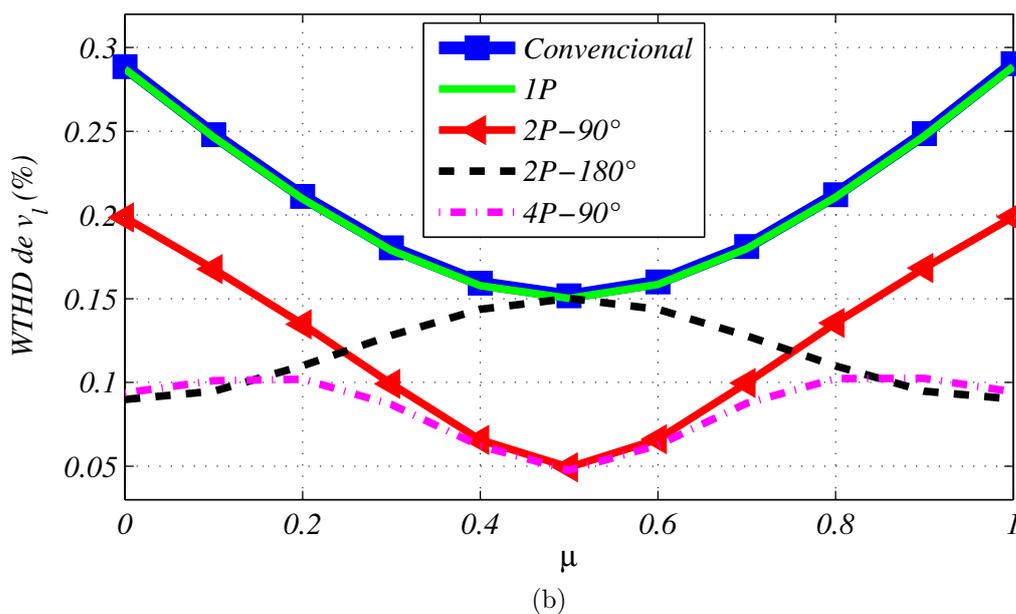
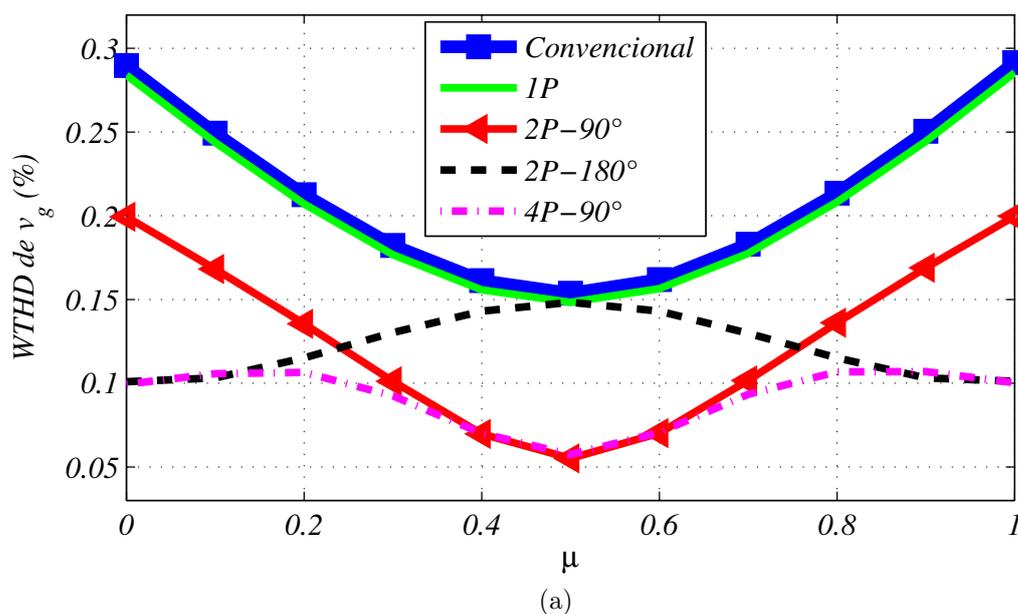


Figura 6.19: Curvas da  $WTHD$  das topologias L5D1Th e convencional L3D1. (a) Tensão de entrada,  $v_g$ . (b) Tensão de saída,  $v_l$ .

Na Figura 6.19b são mostradas as curvas da *WTHD* da tensão de saída do conversor L5D1Th em comparação com a curva da *WTHD* da tensão de saída do conversor convencional L3D1. A relação entre a tensão de saída em L5D1Th,  $v_l$ , e a tensão da carga,  $e_l$ , é mostrada em (4.33).

Nas Figuras 6.19a e 6.19b são válidas as mesmas análises feitas com relação à topologia L5D2 sobre a disposição relativas das curvas da *WTHD*.

Os perfis das tensões de entrada e de saída da topologia L5D1Th [Figuras 6.20, 6.21 e 6.22] apresentaram-se bastante semelhantes aos perfis das tensões da topologia L5D2 para todas configurações de portadoras *PWM* estudadas.

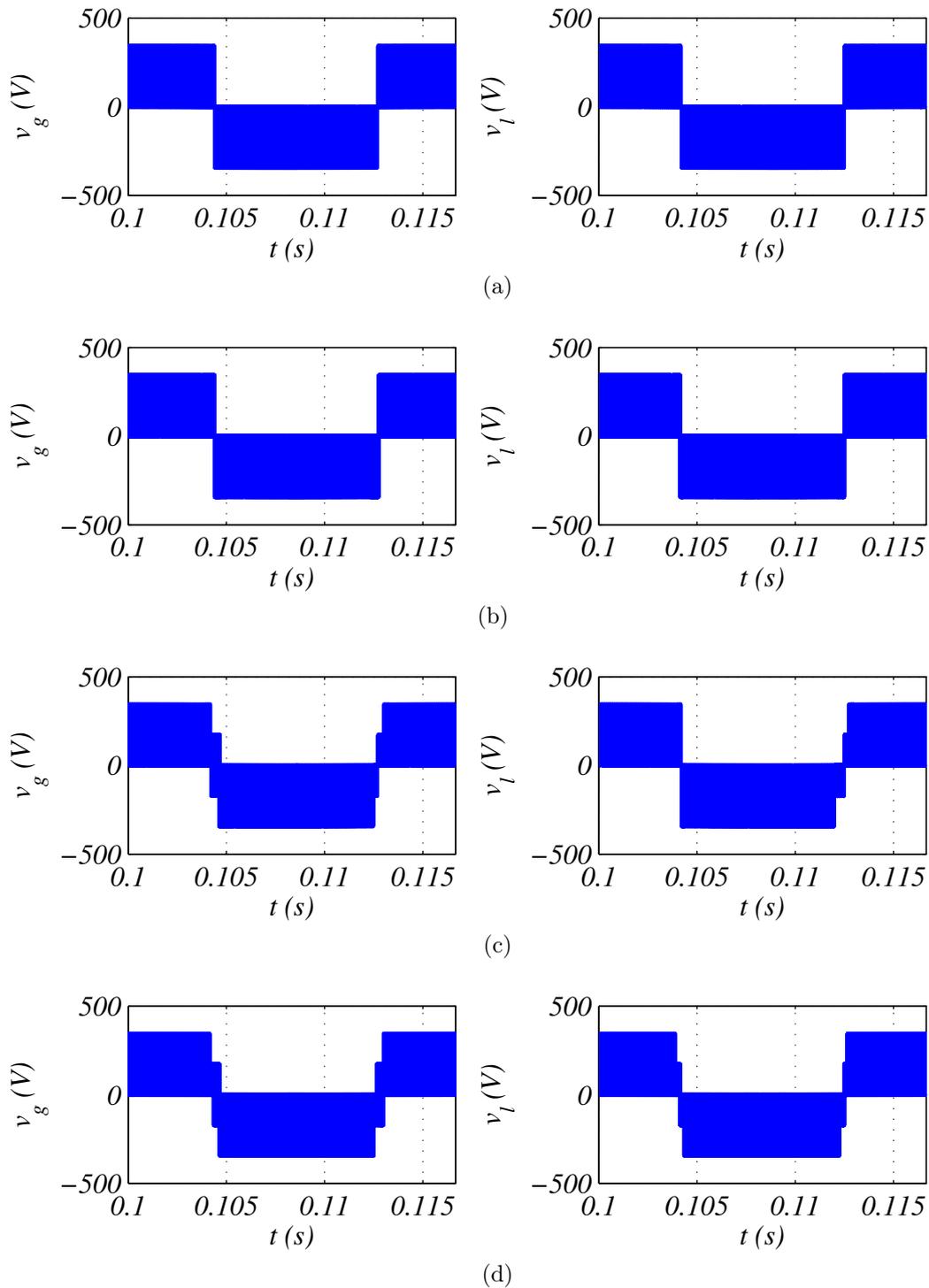


Figura 6.20: Tensões  $v_g$  e  $v_l$ . (a) Topologia convencional L3D1 com  $\mu = 0$ . (b) Topologia convencional L3D1 com  $\mu = 0,5$ . (c) Topologia L5D1Th usando uma portadora *PWM* com  $\mu = 0$ . (d) Topologia L5D1Th usando uma portadora *PWM* com  $\mu = 0,5$ .

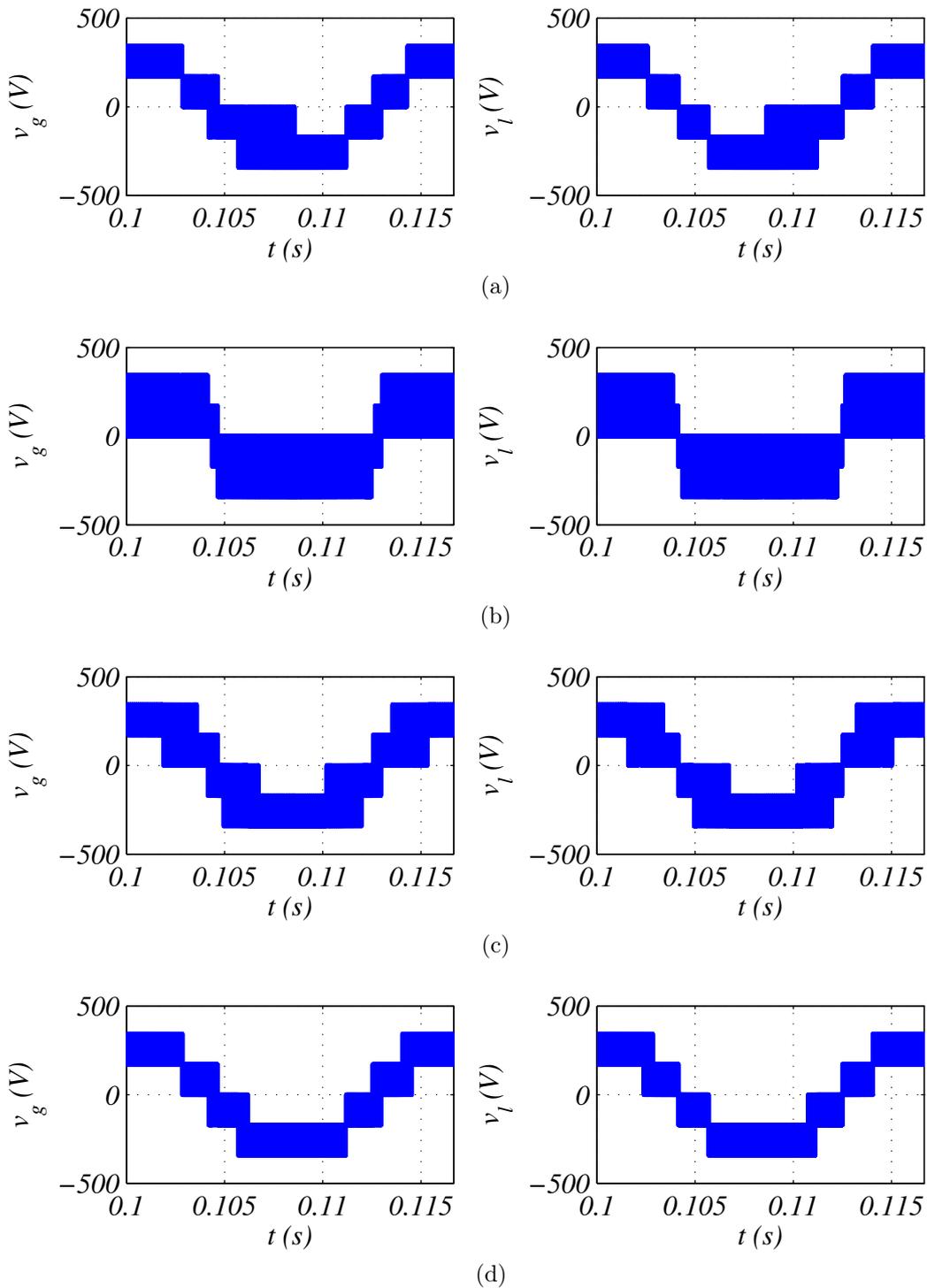


Figura 6.21: Tensões  $v_g$  e  $v_l$ . (a) Topologia L5D1Th usando duas portadoras *PWM* defasadas de  $180^\circ$  com  $\mu = 0$ . (b) Topologia L5D1Th usando duas portadoras *PWM* defasadas de  $180^\circ$  com  $\mu = 0,5$ . (c) Topologia L5D1Th usando duas portadoras *PWM* defasadas de  $90^\circ$  com  $\mu = 0$ . (d) Topologia L5D1Th usando duas portadoras *PWM* defasadas de  $90^\circ$  com  $\mu = 0,5$ .

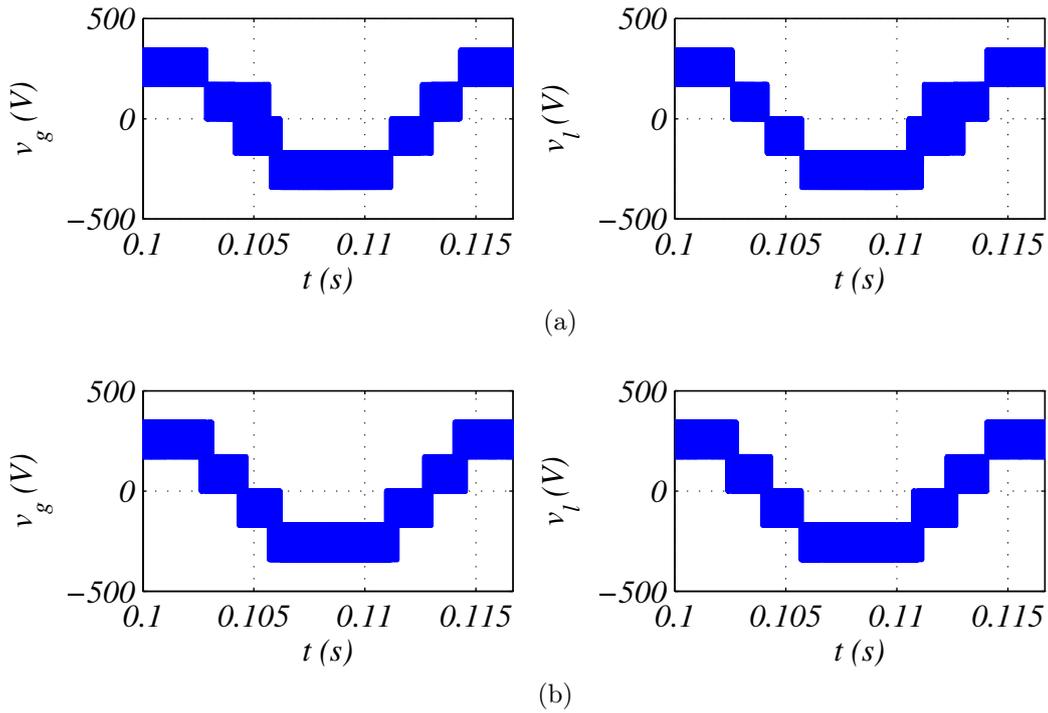


Figura 6.22: Tensões  $v_g$  e  $v_l$ . (a) Topologia L5D1Th usando quatro portadoras  $PWM$  defasadas de  $90^\circ$  com  $\mu = 0$ . (b) Topologia L5D1Th usando quatro portadoras  $PWM$  defasadas de  $90^\circ$  com  $\mu = 0,5$ .

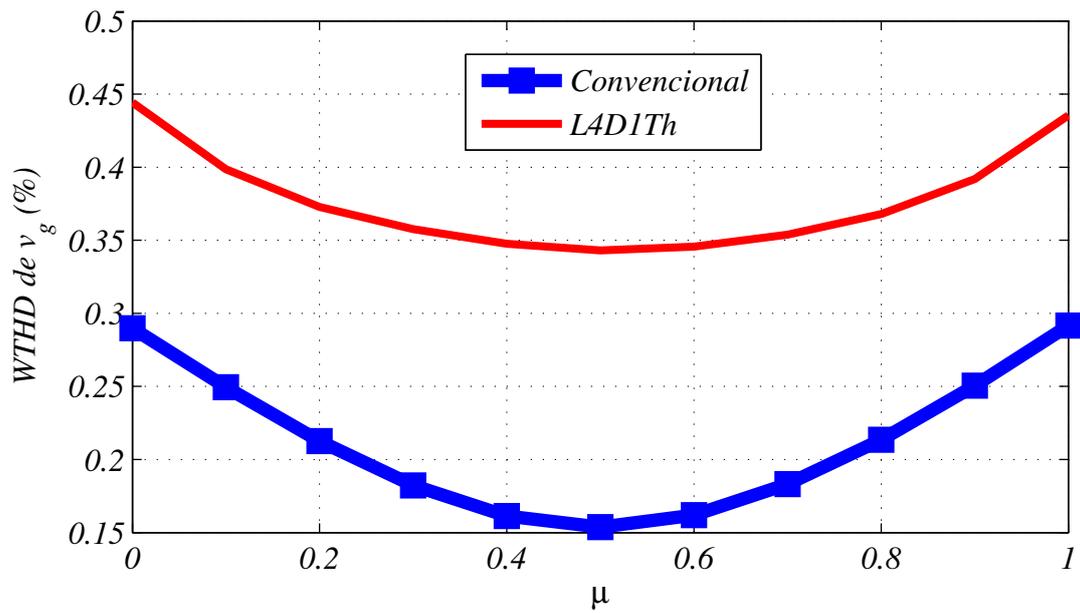
## 6.6 Conversor com Quatro Braços, um Barramento $CC$ e um Transformador Paralelo - L4D1Th

Para a topologia L4D1Th, o estudo da  $WTHD$  das tensões de entrada e saída geradas pelos conversores para diferentes valores do fator de distribuição de roda livre foi feito utilizando apenas uma portadora  $PWM$  pois, assim como para a topologia convencional, a utilização da técnica de múltiplas portadoras  $PWM$  não resulta em redução do conteúdo harmônico.

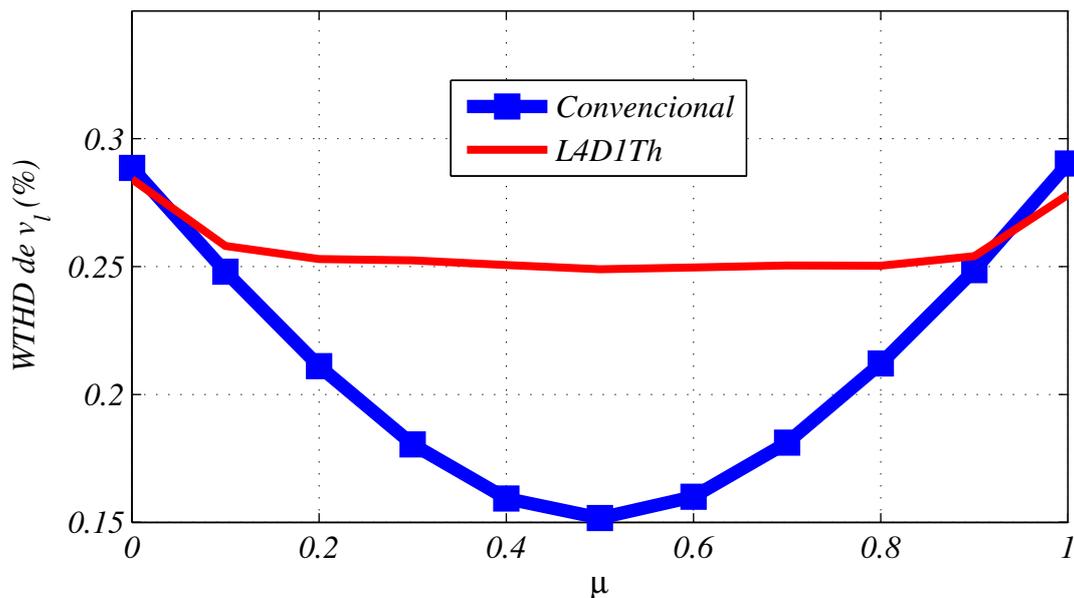
Na Figura 6.23a é mostrada a curva da  $WTHD$  da tensão de entrada do conversor L4D1Th em comparação com a curva da  $WTHD$  da tensão de entrada do conversor convencional L3D1. A relação entre a tensão de entrada em L4D1Th,  $v_g$ , e a corrente da rede,  $i_g$ , é mostrada na equação (4.66).

Na Figura 6.23b é mostrada a curva da  $WTHD$  da tensão de saída do conversor L4D1Th em comparação com a curva da  $WTHD$  da tensão de saída do conversor convencional L3D1. A relação entre a tensão de saída em L4D1Th,  $v_l$ , e a tensão da carga,  $e_l$ , é mostrada na equação (4.67).

Na Figura 6.23, observa-se que a  $WTHD$  encontrada para a topologia L4D1Th, tanto da tensão de entrada como da tensão de saída, possui maiores valores frente aos da topologia convencional para qualquer valor de  $\mu$ , principalmente em torno de  $\mu = 0,5$ .



(a)



(b)

Figura 6.23: Curvas da  $WTHD$  das topologias L4D1Th e convencional L3D1. (a) Tensão de entrada,  $v_g$ . (b) Tensão de saída,  $v_l$ .

Conforme ilustrado na Figura 6.24, as tensões de entrada e de saída da topologia L4D1Th apresentam mais níveis quando comparadas às tensões da topologia convencional L3D1. No entanto, o maior número de níveis não significou redução nos valores da  $WTHD$ , isso pode ser explicado pelo fato que os perfis dos pulsos das tensões geradas pelo conversor L4D1Th são assimétricos e não bem definidos.

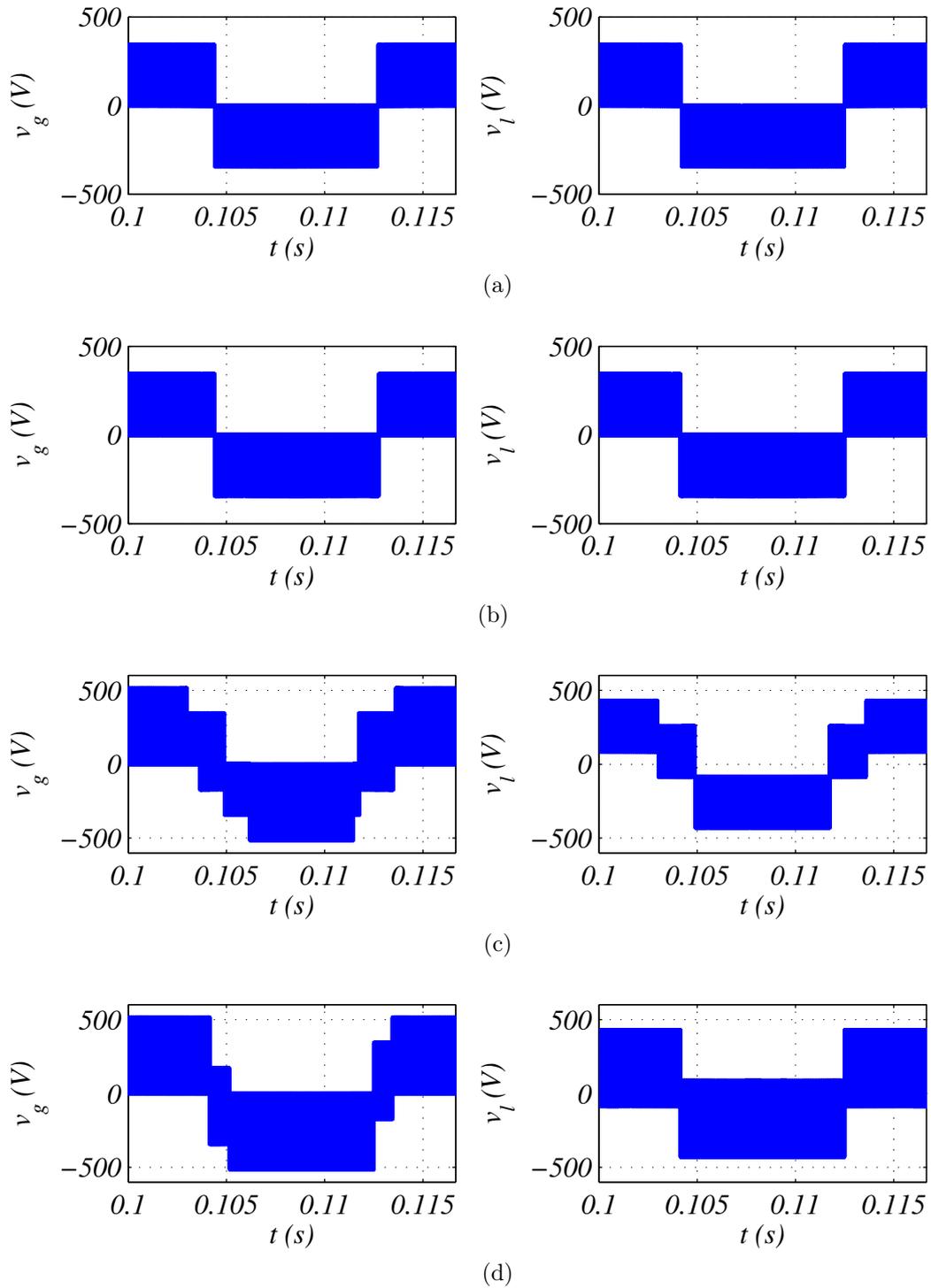


Figura 6.24: Tensões  $v_g$  e  $v_l$ . (a) Topologia convencional L3D1 com  $\mu = 0$ . (b) Topologia convencional L3D1 com  $\mu = 0,5$ . (c) Topologia L4D1Th com  $\mu = 0$ . (d) Topologia L4D1Th com  $\mu = 0,5$ .

## 6.7 Comparação entre as Topologias

Nesta seção é realizada uma análise quantitativa dos valores da *WTHD* das tensões de entrada e de saída das topologias propostas frente aos da topologia convencional L3D1. Pode-se observar que todas as curvas da *WTHD* apresentadas nas seções anteriores são simétricas em relação a  $\mu = 0,5$ ; portanto a análise para  $\mu = 1$  é análoga à para  $\mu = 0$ . Assim, selecionou-se os menores valores da *WTHD* obtidos para cada conversor, com  $\mu = 0$  e  $\mu = 0,5$ .

Para as topologias L5D2 e L6D2 operando com barramentos *CC* de tensões iguais, os menores valores de distorção harmônica são encontrados quando se utiliza quatro portadoras *PWM* defasadas de  $90^\circ$  (4P- $90^\circ$ ). No caso de operação com tensões distintas, obtêm-se os menores valores de distorção harmônica quando se utiliza duas portadoras *PWM* defasadas de  $90^\circ$  (2P- $90^\circ$ ).

Nas Tabelas 6.1 e 6.2 são mostrados os valores da *WTHD* de  $v_g$  e  $v_l$  das topologias com dois barramentos *CC* em comparação com os valores da *WTHD* do conversor convencional L3D1 para o caso de barramentos *CC* com tensões iguais e o caso de barramentos *CC* com tensões distintas, respectivamente.

<i>WTHD</i> (%)	L3D1	L5D2	L6D2
$v_g$	0,2898	0,0963	0,0899
$v_l$	0,2886	0,0946	0,0886

(a)

<i>WTHD</i> (%)	L3D1	L5D2	L6D2
$v_g$	0,1538	0,0528	0,0461
$v_l$	0,1517	0,0501	0,0446

(b)

Tabela 6.1: Valores da *WTHD* de  $v_g$  e  $v_l$  das topologias com dois barramentos *CC* de tensões iguais e convencional L3D1. (a)  $\mu = 0$ . (b)  $\mu = 0,5$ .

<i>WTHD</i> (%)	L3D1	L5D2	L6D2
$v_g$	0,2898	0,1448	0,1533
$v_l$	0,2886	0,1432	0,1519

(a)

<i>WTHD</i> (%)	L3D1	L5D2	L6D2
$v_g$	0,1538	0,0811	0,0780
$v_l$	0,1517	0,0792	0,0761

(b)

Tabela 6.2: Valores da *WTHD* de  $v_g$  e  $v_l$  das topologias com dois barramentos *CC* de tensões distintas e convencional L3D1. (a)  $\mu = 0$ . (b)  $\mu = 0,5$ .

Na Tabela 6.3 são mostrados os valores da *WTHD* de  $v_g$  e  $v_l$  das topologias com uso de transformador em comparação com os valores da *WTHD* do conversor convencional L3D1.

<i>WTHD</i> (%)	L3D1	L4D1Ts	L5D1Th	L4D1Th
$v_g$	0,2898	0,3112	0,0994	0,4443
$v_l$	0,2886	0,3014	0,0937	0,2841

(a)

<i>WTHD</i> (%)	L3D1	L4D1Ts	L5D1Th	L4D1Th
$v_g$	0,1538	0,1540	0,0573	0,3426
$v_l$	0,1517	0,1497	0,0476	0,2489

(b)

Tabela 6.3: Valores da *WTHD* de  $v_g$  e  $v_l$  das topologias com uso de transformador e convencional L3D1. (a)  $\mu = 0$ . (b)  $\mu = 0,5$ .

As duas topologias com dois barramentos apresentaram baixos valores da *WTHD* comparados aos da topologia convencional L3D1. Os melhores valores de distorção foram encontrados para o caso de barramentos *CC* com tensões iguais. O melhor resultado foi obtido para a topologia L6D2, em termos percentuais, pode-se observar que em relação ao valor da topologia convencional L3D1, com  $\mu = 0,5$  a redução chega a 70% na curva referente à entrada e 71% na curva referente à saída. Com  $\mu = 0$ , a redução é de 69% 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.

Para as topologias com uso de transformador o melhor resultado foi obtido para a topologia L5D1Th. Em termos percentuais, pode-se observar que em relação ao valor da topologia convencional L3D1, com  $\mu = 0,5$  a redução chega a 63% na curva referente à entrada e 69% na curva referente à saída. Com  $\mu = 0$ , a redução é de 66% na curva referente à entrada e 68% na curva referente à saída. Mais uma vez 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.

Na Tabela 6.4 são apresentados os valores da *WTHD* de  $v_g$  e  $v_l$  para todas as topologias estudadas. Para as topologias L5D2 e L6D2, esta tabela apresenta a *WTHD* obtida para o caso de barramentos *CC* com tensões iguais.

<i>WTHD</i> (%)	L3D1	L5D2	L6D2	L4D1Ts	L5D1Th	L4D1Th
$v_g$	0,2898	0,0963	0,0899	0,3112	0,0994	0,4443
$v_l$	0,2886	0,0946	0,0886	0,3014	0,0937	0,2841

(a)

<i>WTHD</i> (%)	L3D1	L5D2	L6D2	L4D1Ts	L5D1Th	L4D1Th
$v_g$	0,1538	0,0528	0,0461	0,1540	0,0573	0,3426
$v_l$	0,1517	0,0501	0,0446	0,1497	0,0476	0,2489

(b)

Tabela 6.4: Valores da *WTHD* de  $v_g$  e  $v_l$  para todas as topologias estudadas. (a)  $\mu = 0$ . (b)  $\mu = 0,5$ .

## 6.8 Conclusões

A partir dos resultados da *WTHD* apresentados nesse capítulo, pode-se constatar que as topologias que utilizam a técnica de múltiplas portadoras *PWM* podem proporcionar um valor reduzido de distorção harmônica nas tensões geradas pelos conversores e, consequentemente, na corrente de entrada do sistema e nas tensões das cargas. Nas análises efetuadas foram utilizadas uma, duas e quatro portadoras *PWM*. Observou-se que a configuração com quatro portadoras *PWM* defasadas de  $90^\circ$  forneceu os melhores valores de distorção harmônica. Para as topologias com dois barramentos *CC*, os menores valores de distorção foram obtidos quando os barramentos apresentam tensões iguais.

Verificou-se que apenas as topologias L4D1Ts e L4D1Th não apresentaram menores valores da *WTHD* face a convencional (L3D1). A topologia L6D2 apresentou o melhor valor de *WTHD* dentre todas as topologias estudadas, especialmente com  $\mu = 0,5$ .

# Capítulo 7

## Análise de Perdas nos Semicondutores

### 7.1 Introdução

Além da análise da *WTHD* apresentada no Capítulo 5, outro critério utilizado para avaliar o desempenho das topologias apresentadas nesse trabalho é a análise das perdas de potência nos semicondutores.

Neste capítulo é apresentada uma análise comparativa entre as topologias propostas (L5D2, L6D2, L4D1Ts, L5D1Th e L4D1Th) e a topologia convencional (L3D1) segundo o cálculo das perdas nos semicondutores, por chaveamento e por condução. O fator de distribuição de roda livre,  $\mu$ , é um parâmetro de bastante influência nas perdas por chaveamento, já que quando  $\mu = 0$  ou  $\mu = 1$  alguns braços do conversor operam em determinados instantes com frequência de chaveamento nula.

Como já foi mencionado na seção 6.1, para os conversores que possuem dois barramentos (L5D2 e L6D2) existem dois tipos de  $\mu$ , os externos ( $\mu_{ext}$ ) e os internos ( $\mu_{int}$ ). Inicialmente, no cálculo das perdas dessas estruturas, considera-se os externos com valor fixo  $\mu_{ext} = 0,5$  e os internos  $\mu_{int} = \mu$ , com  $\mu = 0$  ou  $\mu = 0,5$ . Na sequência, com a finalidade de reduzir os valores de perdas, o valor de  $\mu_{ext}$  alterna entre 0 e 1, a depender do sentido da corrente no braço compartilhado.

Além de realizar a análise de perdas nos semicondutores das topologias L5D2 e L6D2 operando com as tensões dos barramentos *CC* iguais ( $v_{c1} = v_{c2} = v_{ct}/2$ ), nesse capítulo também será realizado o estudo dessas configurações operando com tensões dos barramentos *CC* distintas. Neste caso, o barramento *CC* do conversor 1 apresenta um terço da tensão total ( $v_{c1} = v_{ct}/3$ ) e o barramento *CC* do conversor 2 apresenta os dois terços restantes ( $v_{c2} = 2v_{ct}/3$ ).

Para os conversores que usam transformador existe apenas um tipo de  $\mu$ , que são os internos ( $\mu_{int}$ ). Neste caso, considera-se  $\mu_{int} = \mu$ , com  $\mu = 0$  ou  $\mu = 0,5$ .

Para todas as topologias estudadas foi utilizada uma carga de  $1kVA$  com fator de potência 0,9 indutivo, além disso, a frequência de chaveamento foi fixada em  $10kHz$ .

## 7.2 Método de Cálculo das Perdas

Alguns trabalhos vêm propondo métodos para estimar as perdas por chaveamento e condução nas chaves de potência. O método utilizado neste trabalho é baseado no método apresentado em [8], onde é utilizado um programa de simulação com modelos de chaves ideais, onde os modelos simplificados das perdas foram obtidos experimentalmente, baseados nas medidas instantâneas das perdas nos dispositivos semicondutores.

O método de regressão é usado para ajustar os pontos discretos, com o objetivo 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 [8], as perdas de condução e chaveamento são definidas pelas equações:

$$P_{cd} = a(T_j)^b i_{cl} + c(T_j)^d (i_{cl})^2 + c(T_j)^f (i_{cl})^3 \quad (7.1)$$

$$P_{ch} = \frac{1}{\Delta t} [a(v_c)^b (T_j)^c + d(v_c)^e (T_j)^f i_{cl} + g(v_c)^h (T_j)^2 (i_{cl})^2] \quad (7.2)$$

onde  $T_j$  é a temperatura de junção,  $a$ ,  $b$ ,  $c$ ,  $d$ ,  $e$ ,  $f$ ,  $g$  e  $h$  são parâmetros do modelo e  $i_{cl}$  é a corrente instantânea de coletor.

Nesse modelo proposto, utilizou-se uma chave *IGBT* com módulo dual *CM50DY-24H* produzido pela *POWEREX* com drive *SKHI-10* produzido pela *SEMIKRON* cujos parâmetros foram obtidos experimentalmente [8].

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 (7.1)]. As perdas por chaveamento dependem tanto da corrente quanto da tensão aplicada sobre as chaves [equação (7.2)].

## 7.3 Conversores com Dois Barramentos *CC*

Para as duas topologias com dois barramentos *CC*, L5D2 e L6D2, 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 serão apresentados apenas os obtidos para uma portadora *PWM*.

Nas tabelas 7.1 e 7.2 são mostrados os valores das perdas por condução ( $P_{cd}$ ), chaveamento ( $P_{ch}$ ) e totais obtidos das topologias com dois barramentos *CC* em comparação com os valores obtidos do conversor convencional L3D1, quando  $\mu_{ext} = 0,5$ .

Nas tabelas 7.3 e 7.4 são apresentados os valores das perdas por condução ( $P_{cd}$ ), chaveamento ( $P_{ch}$ ) e totais obtidos das topologias com dois barramentos *CC* em comparação com os valores obtidos do conversor convencional L3D1, quando  $\mu_{ext}$  tem um valor que alterna entre 0 e 1.

	L3D1	L5D2	L6D2
$P_{cd} (W)$	4,93	6,67	9,62
$P_{ch} (W)$	33,46	19,86	28,54
$Totais (W)$	38,39	26,53	38,16

(a)

	L3D1	L5D2	L6D2
$P_{cd} (W)$	4,92	6,67	9,61
$P_{ch} (W)$	48,63	31,79	41,08
$Totais (W)$	53,55	38,46	50,69

(b)

Tabela 7.1: Perdas por condução, chaveamento e totais da topologia convencional L3D1 e das topologias com dois barramentos  $CC$  operando com tensões iguais quando  $\mu_{ext} = 0, 5$ . (a)  $\mu = 0$ . (b)  $\mu = 0, 5$ .

	L3D1	L5D2	L6D2
$P_{cd} (W)$	4,93	6,64	9,59
$P_{ch} (W)$	33,46	16,84	27,17
$Totais (W)$	38,39	23,48	36,76

(a)

	L3D1	L5D2	L6D2
$P_{cd} (W)$	4,92	6,64	9,59
$P_{ch} (W)$	48,63	28,71	41,39
$Totais (W)$	53,55	35,35	50,98

(b)

Tabela 7.2: Perdas por condução, chaveamento e totais da topologia convencional L3D1 e das topologias com dois barramentos  $CC$  operando com tensões distintas quando  $\mu_{ext} = 0, 5$ . (a)  $\mu = 0$ . (b)  $\mu = 0, 5$ .

	L3D1	L5D2	L6D2
$P_{cd} (W)$	4,93	6,66	9,63
$P_{ch} (W)$	33,46	13,94	14,25
<i>Totais (W)</i>	38,39	20,60	23,88

(a)

	L3D1	L5D2	L6D2
$P_{cd} (W)$	4,92	6,67	9,65
$P_{ch} (W)$	48,63	20,43	20,61
<i>Totais (W)</i>	53,55	27,10	30,26

(b)

Tabela 7.3: Perdas por condução, chaveamento e totais da topologia convencional L3D1 e das topologias com dois barramentos  $CC$  operando com tensões iguais quando  $\mu_{ext}$  alterna entre 0 e 1. (a)  $\mu = 0$ . (b)  $\mu = 0,5$ .

	L3D1	L5D2	L6D2
$P_{cd} (W)$	4,93	6,70	9,60
$P_{ch} (W)$	33,46	13,28	14,71
<i>Totais (W)</i>	38,39	19,98	24,31

(a)

	L3D1	L5D2	L6D2
$P_{cd} (W)$	4,92	6,67	9,59
$P_{ch} (W)$	48,63	19,14	21,41
<i>Totais (W)</i>	53,55	25,83	31,00

(b)

Tabela 7.4: Perdas por condução, chaveamento e totais da topologia convencional L3D1 e das topologias com dois barramentos  $CC$  operando com tensões distintas quando  $\mu_{ext}$  alterna entre 0 e 1. (a)  $\mu = 0$ . (b)  $\mu = 0,5$ .

Como esperado, as perdas totais para todas topologias são menores quando  $\mu = 0$ , isso se deve a redução das perdas por chaveamento, dado que alguns braços do conversor operam em determinados instantes com frequência de chaveamento nula.

Devido ao maior número de chaves das topologias propostas, observa-se que as perdas por condução nessas estruturas são mais elevadas, já que as correntes permanecem da mesma ordem que as correntes da topologia convencional. Constata-se ainda uma redução das perdas por chaveamento, já que as tensões dos barramentos  $CC$  que são impostas às chaves de potência são menores em relação a tensão da topologia convencional.

Dessa forma, através das Tabelas 7.1 e 7.2, pode-se verificar que a redução nas perdas por chaveamento são bem mais significativas em relação ao aumento nas perdas por condução e, portanto, as topologias propostas apresentam menores valores de perdas

totais quando comparadas a topologia convencional.

A partir das Tabelas 7.3 e 7.4 é possível observar uma redução ainda maior das perdas de chaveamento quando  $\mu_{ext}$  tem um valor que alterna entre 0 e 1. Constata-se ainda uma diminuição das perdas por chaveamento da topologia L5D2 operando com tensões dos barramentos  $CC$  distintas em relação a operação com as tensões dos barramentos  $CC$  iguais. Isso é explicado pelo fato do conversor 1 operar com tensão baixa e corrente alta; e o conversor 2 operar com tensão alta e corrente baixa. Esta constatação não é válida para a topologia L6D2. Já que a mesma apresenta os conversores 1 e 2 conectados em série, logo as correntes que circulam pelos dois conversores são iguais.

O melhor resultado foi obtido para a topologia L5D2 operando com tensões dos barramentos  $CC$  distintas, em termos percentuais, pode-se observar que em relação ao valor da topologia convencional L3D1, com  $\mu = 0$  a redução nas perdas totais chega a 48%. Com  $\mu = 0,5$ , a redução alcança 52%. Esses percentuais de redução de perdas podem ser ainda maiores caso a frequência de chaveamento dessa estrutura seja reduzida até igualar a  $THD$  das correntes com a topologia convencional.

## 7.4 Conversores com Uso de Transformador

Para as duas topologias com uso de transformador, L4D1Ts, L5D1Th e L4D1Th, são mostradas as perdas de condução e chaveamento quando  $\mu = 0$  e  $\mu = 0,5$ . Mais uma vez a utilização de mais de uma portadora  $PWM$  não afetou significativamente os resultados, portanto serão apresentados apenas os obtidos para uma portadora  $PWM$ .

Para as topologias L4D1Ts, L5D1Th e L4D1Th, foi realizada a escolha apropriada do transformador com o intuito de reduzir as perdas nos semicondutores. Esta escolha consistiu em determinar o valor da relação de transformação  $n$  de forma que os conversores operem com menor nível de tensão no barramento  $CC$  e/ou menor nível de corrente atravessando as chaves.

As topologias L5D1h e L4D1Th apresentaram menores valores de perdas quando  $n = 0,5$ . Neste caso essas topologias operam com menor tensão do barramento  $CC$ . Já para a topologia L4D1Ts, os menores valores de perdas foram obtidos quando  $n = 11$ . Para essa estrutura, quanto maior o valor de  $n$  menor é a corrente que atravessa as chaves do conversor 1. Dessa forma,  $n = 11$  é valor máximo que a relação de transformação pode assumir sem a necessidade de aumento da tensão do barramento  $CC$  do conversor L4D1Ts.

Na tabela 7.5 são mostrados os valores das perdas por condução ( $P_{cd}$ ), chaveamento ( $P_{ch}$ ) e totais obtidos das topologias com uso de transformador em comparação com os valores obtidos do conversor convencional L3D1.

	L3D1	L4D1Ts	L5D1Th	L4D1Th
$P_{cd} (W)$	4,93	2,06	8,54	6,37
$P_{ch} (W)$	33,46	26,00	12,42	19,14
$Totais (W)$	38,39	28,06	20,96	25,51

(a)

	L3D1	L4D1Ts	L5D1Th	L4D1Th
$P_{cd} (W)$	4,92	2,06	8,52	6,36
$P_{ch} (W)$	48,63	51,95	20,08	27,33
$Totais (W)$	53,55	54,01	28,60	33,69

(b)

Tabela 7.5: Perdas por condução, chaveamento e totais da topologia convencional L3D1 e das topologias com uso de transformador. (a)  $\mu = 0$ . (b)  $\mu = 0,5$ .

Como já foi observado na seção 7.2, as perdas totais são menores quando  $\mu = 0$ . Observa-se ainda que o melhor resultado foi obtido para a topologia L5D1Th, em termos percentuais, pode-se observar que em relação ao valor da topologia convencional L3D1, com  $\mu = 0$  a redução nas perdas totais chega a 45%. Com  $\mu = 0,5$ , a redução alcança 47%. Esses percentuais de redução de perdas podem ser ainda maiores caso a frequência de chaveamento dessa estrutura seja reduzida até igualar a *THD* das correntes com a topologia convencional.

Ao analisar as perdas totais por cada braço, obtém-se uma idéia da potência de perdas que cada chave estará submetida. Na Tabela 7.6 é feita a comparação entre as perdas totais por braço das estruturas propostas e convencional.

	$\mu = 0$	$\mu = 0,5$
L3D1	12,80	17,85
L5D2	4,00	5,17
L6D2	4,05	5,18
L4D1Ts	7,01	13,50
L5D1Th	4,20	5,72
L4D1Th	6,37	8,42

Tabela 7.6: Perdas totais por braço das topologias proposta e convencional para  $\mu = 0$  e  $\mu = 0,5$ .

Por fim, as perdas por condução, chaveamento e totais para todas as topologias são apresentadas na Tabela 7.7.

	L3D1	L5D2	L6D2	L4D1Ts	L5D1Th	L4D1Th
$P_{cd}$ (W)	4,93	6,70	9,60	2,06	8,54	6,37
$P_{ch}$ (W)	33,46	13,28	14,71	26,00	12,42	19,14
$Totais$ (W)	38,39	19,98	24,31	28,06	20,96	25,51

(a)

	L3D1	L5D2	L6D2	L4D1Ts	L5D1Th	L4D1Th
$P_{cd}$ (W)	4,92	6,67	9,59	2,06	8,52	6,36
$P_{ch}$ (W)	48,63	19,14	21,41	51,95	20,08	27,33
$Totais$ (W)	53,55	25,83	31,00	54,01	28,60	33,69

(b)

Tabela 7.7: Perdas por condução, chaveamento e totais para todas as topologias estudadas. (a)  $\mu = 0$ . (b)  $\mu = 0,5$ .

## 7.5 Conclusões

Nesse Capítulo foi feita uma quantificação das perdas por condução e por chaveamento nos semicondutores, comparando as estruturas propostas com a convencional L3D1.

As topologias com dois barramentos  $CC$  têm seu valor mínimo da tensão do barramento  $CC$  de cada um dos dois módulos, pelo menos igual à metade do valor de tensão exigidos na topologia convencional. Essa característica permite a essas topologias obter menor valor de perdas por chaveamento. Por outro lado, à medida que o número de braços das configurações propostas aumentam, o valor das perdas por condução aumentam quase de maneira proporcional. Como a redução nas perdas por chaveamento são bem mais significativas em relação ao aumento nas perdas por condução, as topologias com dois barramentos  $CC$  apresentaram redução dos valores de perdas totais quando comparadas a topologia convencional. Neste capítulo também realizou-se o estudo das perdas quando os barramentos  $CC$  operam com tensões distintas, nesta situação as perdas totais para a topologia L5D2 foram reduzidas ainda mais.

Para as estruturas que usam transformador, a escolha apropriada deste componente também permitiu a obtenção de baixos valores de perdas totais face a topologia convencional. O transformador foi selecionado de forma que os conversores possam operar com menor nível de tensão no barramento  $CC$  e/ou menor nível de corrente atravessando as chaves quando comparados a estrutura convencional. A topologia L5D1Th apresentou melhor desempenho.

Verificou-se que todas as topologias estudadas apresentaram menores valores de perdas totais face a convencional (L3D1). A topologia L5D2, operando com barramentos  $CC$  de tensões distintas quando  $\mu_{ext}$  alterna entre 0 e 1, apresentou o melhor valor de perdas totais dentre todas as topologias estudadas, especialmente com  $\mu = 0$ .

# Capítulo 8

## Resultados de Simulações e Experimentais

### 8.1 Introdução

Neste capítulo são apresentados os resultados de simulação das topologias propostas (L5D2, L6D2, L4D1Ts, L5D1Th e L4D1Th) obtidos com o programa de simulação MATLAB®. O comportamento ao longo do tempo das variáveis controladas e os objetivos esperados no controle de cada uma das estruturas serão observados. Com a finalidade de validar os estudos realizados nesse trabalho, foram obtidos alguns resultados experimentais das topologias propostas.

### 8.2 Resultados de Simulações

Os resultados de simulações são apresentados a fim de verificar o comportamento ao longo do tempo das variáveis que são controladas em cada configuração estudada. Para as topologias com dois barramentos (L5D2 e L6D2), obteve-se os resultados tanto para os dois barramentos *CC* operando com tensões iguais ( $v_{c1} = v_{c2} = v_{ct}/2$ ), como também para tensões distintas ( $v_{c1} = v_{ct}/3$  e  $v_{c2} = 2v_{ct}/3$ ). Além disso, para todos os resultados considerou-se  $\mu = 0,5$ .

#### 8.2.1 Conversor com Cinco Braços e Dois Barramentos *CC* - L5D2

Os resultados de simulação da topologia L5D2 encontram-se nas Figuras 8.1 e 8.2. As curvas apresentadas são: tensão ( $e_g$ ) e corrente ( $i_g$ ) da rede; corrente da rede ( $i_g$ ) com relação à referência ( $i_g^*$ ); tensões nos barramentos *CC* ( $v_{c1}$  e  $v_{c2}$ ) e a referência; e tensão da carga ( $e_l$ ) com relação à referência ( $e_l^*$ ).

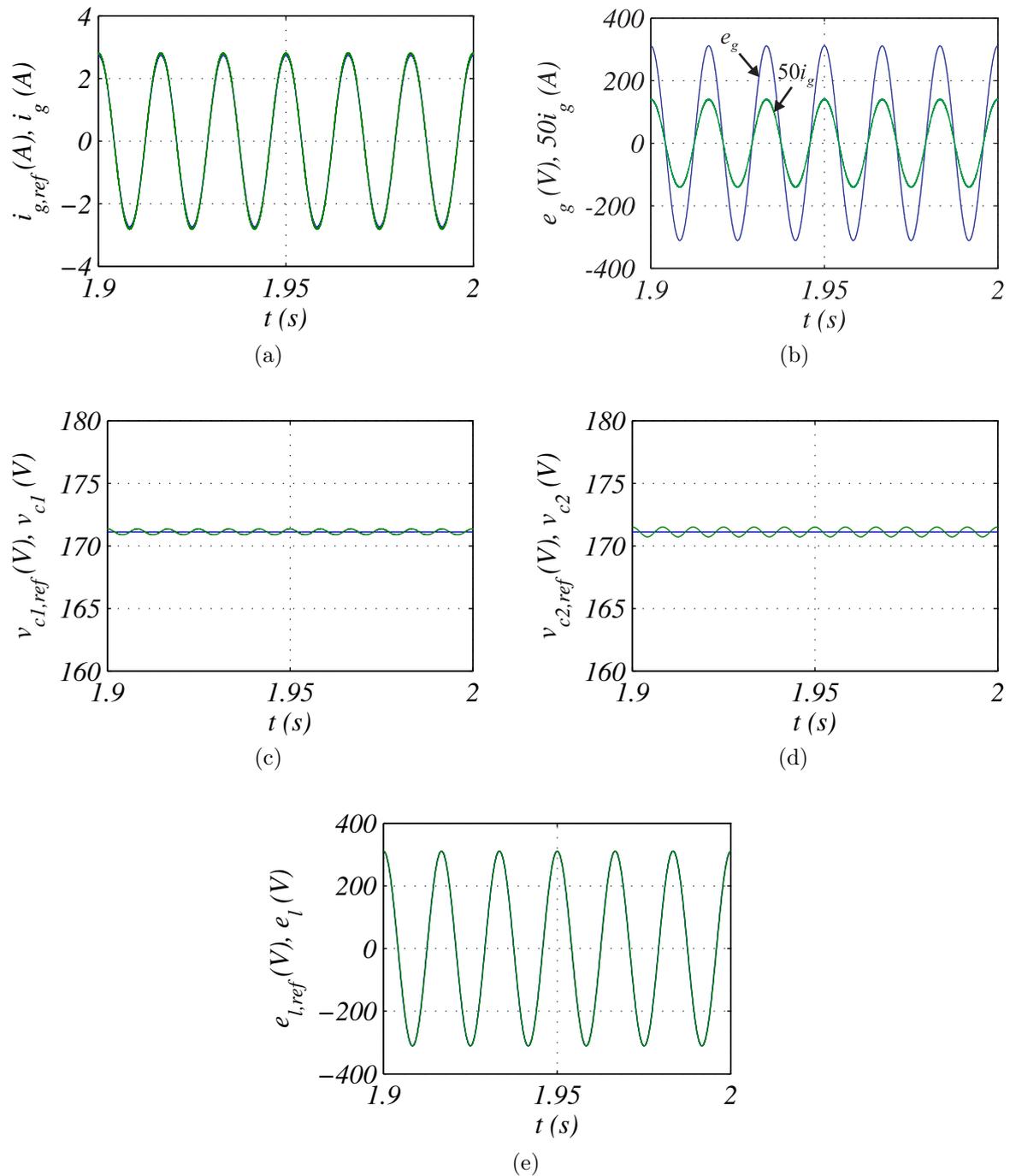


Figura 8.1: Resultados de simulação da topologia L5D2 para barramentos  $CC$  com tensões iguais. (a) Corrente da rede. (b) Corrente da rede em fase com a tensão da rede. (c) Controle da tensão do barramento  $CC$  do conversor 1. (d) Controle da tensão do barramento  $CC$  do conversor 2. (e) Tensão na carga.

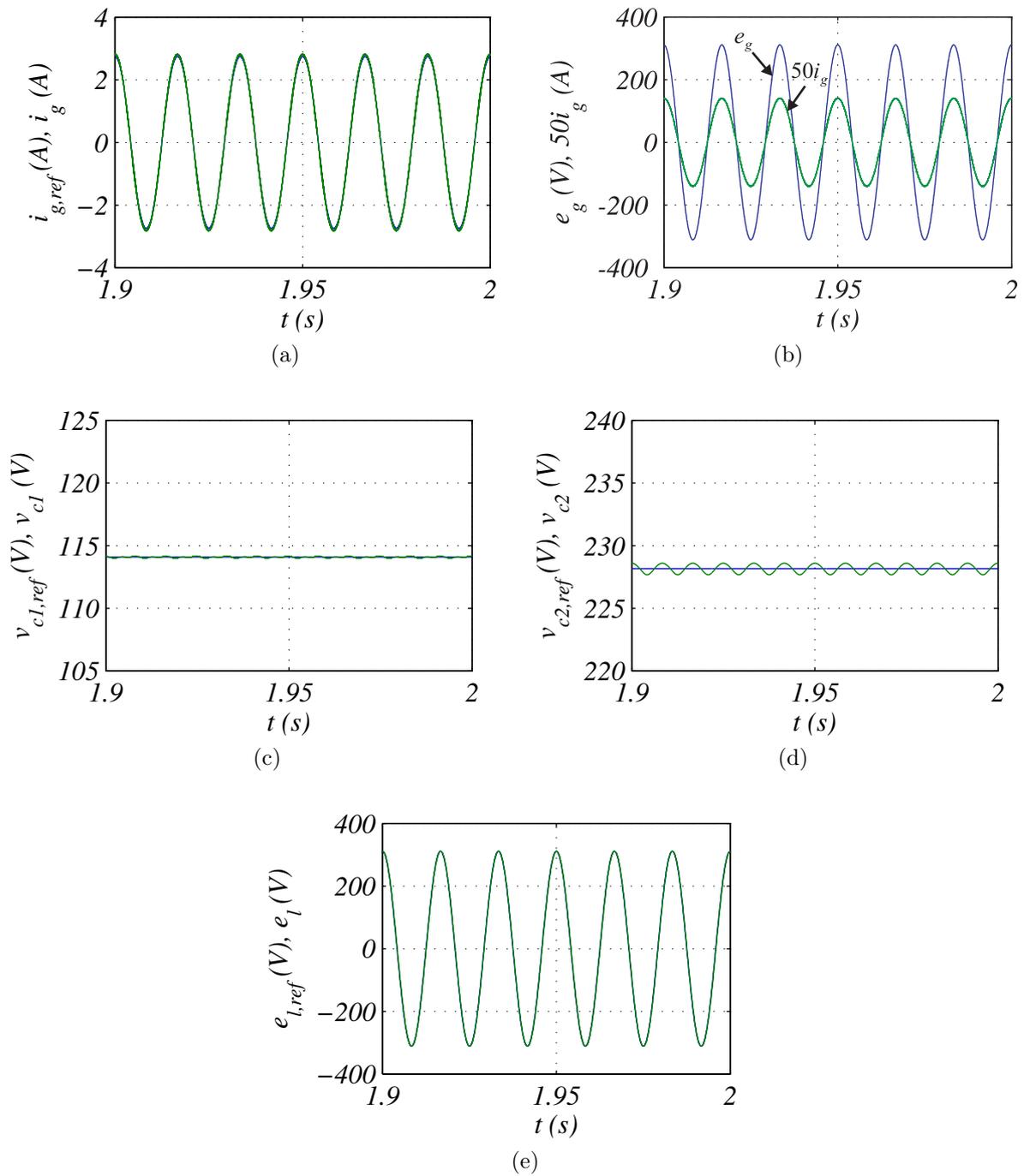


Figura 8.2: Resultados de simulação da topologia L5D2 para barramentos  $CC$  com tensões distintas. (a) Corrente da rede. (b) Corrente da rede em fase com a tensão da rede. (c) Controle da tensão do barramento  $CC$  do conversor 1. (d) Controle da tensão do barramento  $CC$  do conversor 2. (e) Tensão na carga.

Nas Figuras 8.1a e 8.2a, têm-se a corrente de entrada 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. Nas Figuras 8.1b e 8.2b, 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 cinquenta 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 8.1c e 8.1d é mostrada a convergência das tensões dos barramentos  $CC$  para o valor de referência quando estes operam com tensões iguais. Nas Figuras 8.2c e 8.2d são apresentadas as tensões dos barramentos  $CC$  quando estes operam com tensões distintas. Por último, nas Figuras 8.1e e 8.2e, têm-se o controle da tensão da carga com amplitude e frequência constantes.

## 8.2.2 Conversor com Seis Braços e Dois Barramentos $CC$ - L6D2

Os resultados de simulação da topologia L6D2 encontram-se nas Figuras 8.3 e 8.4. As curvas apresentadas são: tensão ( $e_g$ ) e corrente ( $i_g$ ) da rede; corrente da rede ( $i_g$ ) com relação à referência ( $i_g^*$ ); tensões nos barramentos  $CC$  ( $v_{c1}$  e  $v_{c2}$ ) e a referência; e tensão da carga ( $e_l$ ) com relação à referência ( $e_l^*$ ).

Nas Figuras 8.3a e 8.4a, têm-se a corrente de entrada 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. Nas Figuras 8.3b e 8.4b, 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 cinquenta 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 8.3c e 8.3d é mostrada a convergência das tensões dos barramentos  $CC$  para o valor de referência quando estes operam com tensões iguais. Nas Figuras 8.4c e 8.4d são apresentadas as tensões dos barramentos  $CC$  quando estes operam com tensões distintas. Finalmente, nas Figuras 8.3e e 8.4e, tem-se o controle da tensão da carga com amplitude e frequência constantes.

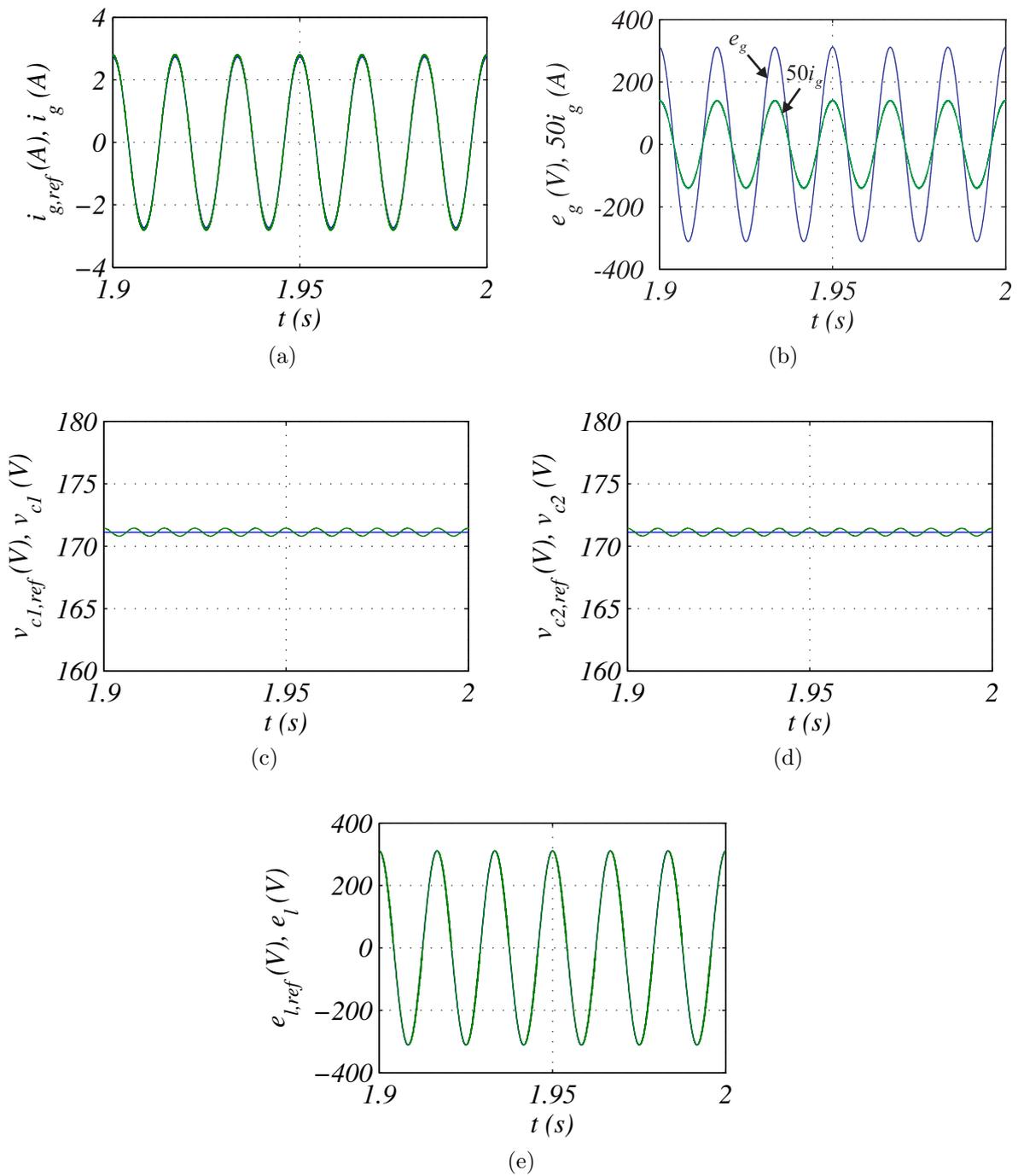


Figura 8.3: Resultados de simulação da topologia L6D2 para barramentos  $CC$  com tensões iguais. (a) Corrente da rede. (b) Corrente da rede em fase com a tensão da rede. (c) Controle da tensão do barramento  $CC$  do conversor 1. (d) Controle da tensão do barramento  $CC$  do conversor 2. (e) Tensão na carga.

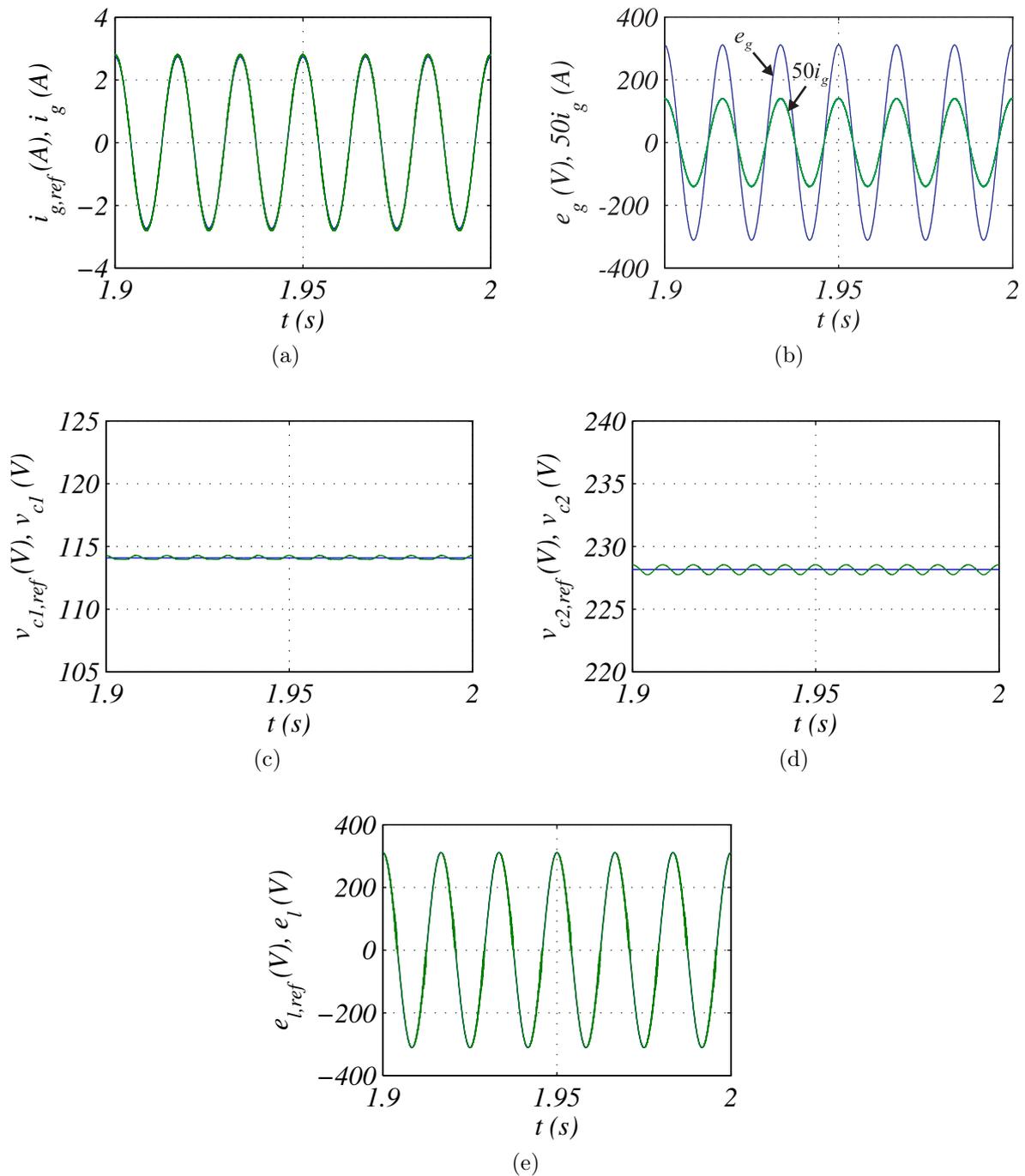


Figura 8.4: Resultados de simulação da topologia L6D2 para barramentos  $CC$  com tensões distintas. (a) Corrente da rede. (b) Corrente da rede em fase com a tensão da rede. (c) Controle da tensão do barramento  $CC$  do conversor 1. (d) Controle da tensão do barramento  $CC$  do conversor 2. (e) Tensão na carga.

### 8.2.3 Conversor com Quatro Braços, um Barramento $CC$ e um Transformador Série - L4D1Ts

Os resultados de simulação da topologia L4D1Ts encontram-se na Figura 8.5. As curvas apresentadas são: tensão ( $e_g$ ) e corrente ( $i_g$ ) da rede; corrente da rede ( $i_g$ ) com relação à

referência ( $i_g^*$ ); tensão no barramento  $CC$  ( $v_c$ ) e a referência; e tensão da carga ( $e_l$ ) com relação à referência ( $e_l^*$ ).

Na Figura 8.5a, tem-se a corrente de entrada 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 8.5b, 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 cinquenta vezes. Dos dois barramentos  $CC$  do sistema, apenas um foi controlado diretamente. Na Figura 8.5c é mostrada a convergência da tensão do barramento  $CC$  para o valor de referência. Por último, na Figura 8.5d, tem-se o controle da tensão da carga com amplitude e frequência constantes.

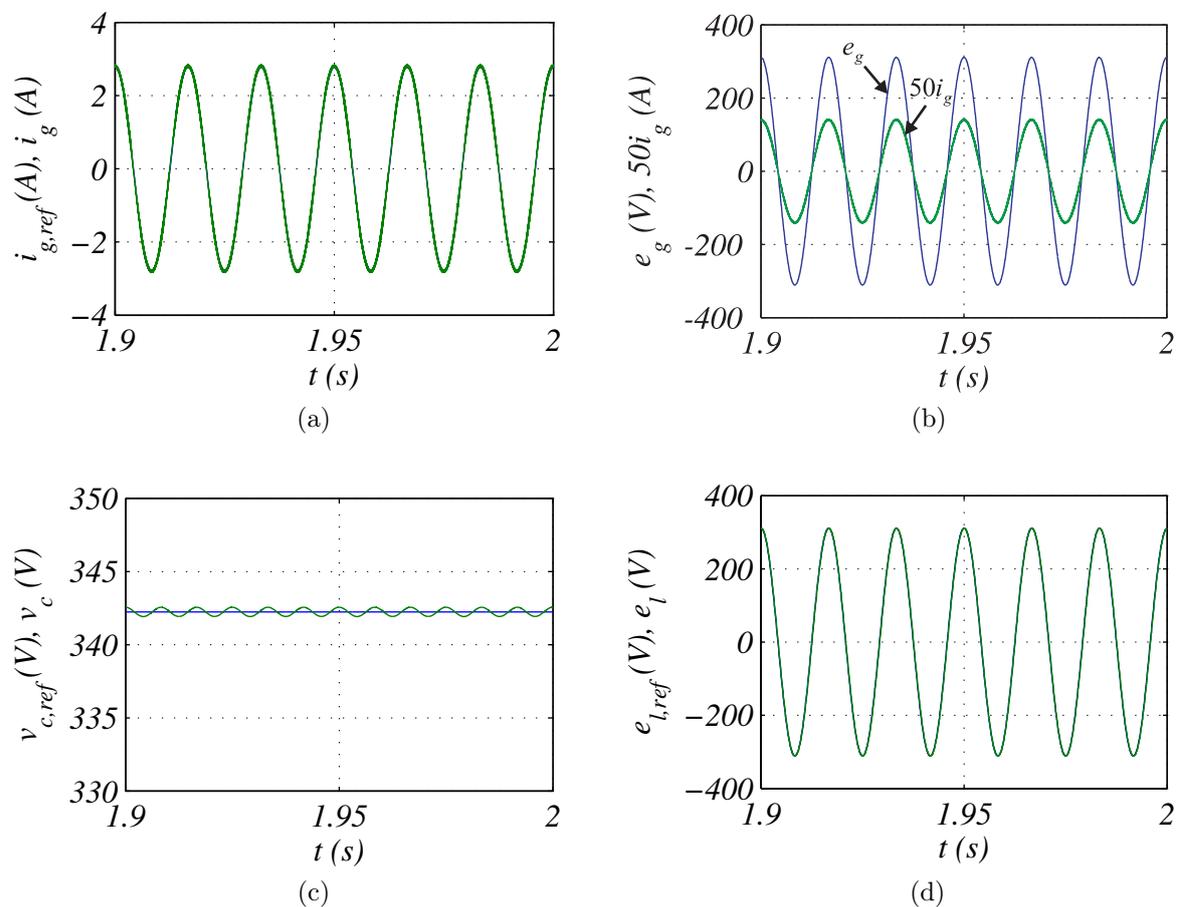


Figura 8.5: Resultados de simulação da topologia L4D1Ts. (a) Corrente da rede. (b) Corrente da rede em fase com a tensão da rede. (c) Controle da tensão do barramento  $CC$  do conversor. (d) Tensão na carga.

### 8.2.4 Conversor com Cinco Braços, um Barramento $CC$ e um Transformador Paralelo - L5D1Th

Os resultados de simulação da topologia L5D1Th encontram-se na Figura 8.6. As curvas apresentadas são: tensão ( $e_g$ ) e corrente ( $i_g$ ) da rede; corrente da rede ( $i_g$ ) com relação à referência ( $i_g^*$ ); tensão no barramento  $CC$  ( $v_c$ ) e a referência; e tensão da carga ( $e_l$ ) com relação à referência ( $e_l^*$ ).

Na Figura 8.6a, tem-se a corrente de entrada 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 8.6b, 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 cinquenta vezes. Dos dois barramentos  $CC$  do sistema, apenas um foi controlado diretamente. Na Figura 8.6c é mostrada a convergência da tensão do barramento  $CC$  para o valor de referência. Por último, na Figura 8.6d, tem-se o controle da tensão da carga com amplitude e frequência constantes.

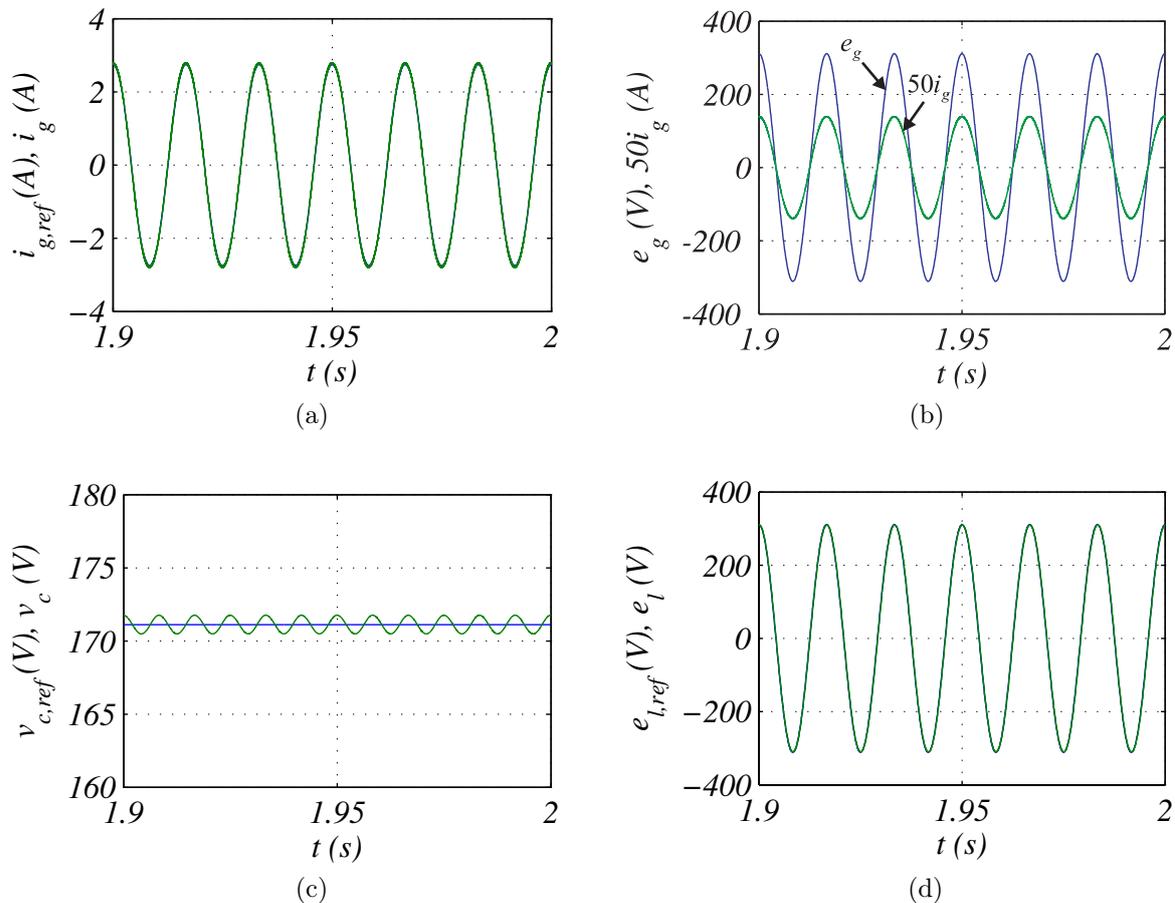


Figura 8.6: Resultados de simulação da topologia L5D1Th. (a) Corrente da rede. (b) Corrente da rede em fase com a tensão da rede. (c) Controle da tensão do barramento  $CC$  do conversor. (d) Tensão na carga.

### 8.2.5 Conversor com Quatro Braços, um Barramento $CC$ e um Transformador Paralelo - L4D1Th

Os resultados de simulação da topologia L4D1Th encontram-se na Figura 8.7. As curvas apresentadas são: tensão ( $e_g$ ) e corrente ( $i_g$ ) da rede; corrente da rede ( $i_g$ ) com relação à referência ( $i_g^*$ ); tensão no barramento  $CC$  ( $v_c$ ) e a referência; e tensão da carga ( $e_l$ ) com relação à referência ( $e_l^*$ ).

Na Figura 8.7a, tem-se a corrente de entrada 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 8.7b, 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 cinquenta vezes. Dos dois barramentos  $CC$  do sistema, apenas um foi controlado diretamente. Na Figura 8.7c é mostrada a convergência da tensão do barramento  $CC$  para o valor de referência. Por último, na Figura 8.7d, tem-se o controle da tensão da carga com amplitude e frequência constantes.

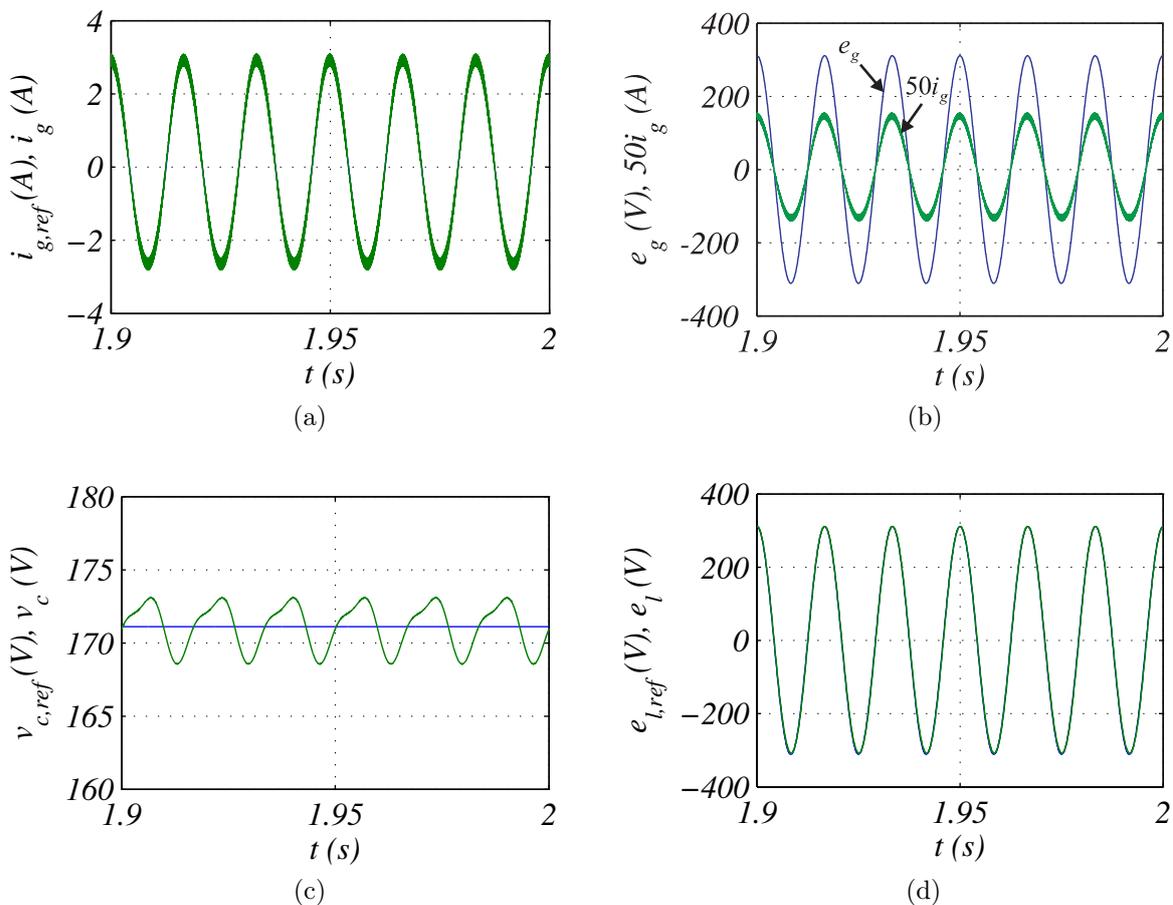


Figura 8.7: Resultados de simulação da topologia L4D1Th. (a) Corrente da rede. (b) Corrente da rede em fase com a tensão da rede. (c) Controle da tensão do barramento  $CC$  do conversor. (d) Tensão na carga.

## 8.3 Resultados Experimentais

Nesta seção são apresentados os resultados experimentais da topologia convencional (L3D1) e das topologias com dois barramentos, L5D2 e L6D2, a fim 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 experimental controlada por um processador digital de sinais (DSP). Esta plataforma é equipada com quatro conversores de três braços, quatro barramentos  $CC$  com capacitores de  $2200\mu F$ , um conjunto de sensores e as placas que fazem o tratamento dos sinais enviados para acionar as chaves dos conversores. A frequência de chaveamento usada para a obtenção dos resultados foi de  $10kHz$  e o período de amostragem de  $100\mu s$ . Além disso, para todos os resultados obtidos utilizou-se  $\mu = 0,5$ .

### 8.3.1 Conversor Convencional - L3D1

Os resultados de experimentais do conversor L3D1 encontram-se na Figura 8.8. Na Figura 8.8a, tem-se a corrente de entrada controlada com amplitude definida pelo controle do barramento  $CC$ . 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 8.8b, 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 cinco vezes. Na Figura 8.8c é mostrada a convergência da tensão do barramento  $CC$  para o valor de referência. Na Figura 8.8d, tem-se o controle da tensão da carga com amplitude e frequência constantes. Por fim, na Figura 8.8e é apresentada a tensão chaveada de entrada do conversor,  $v_g$ .

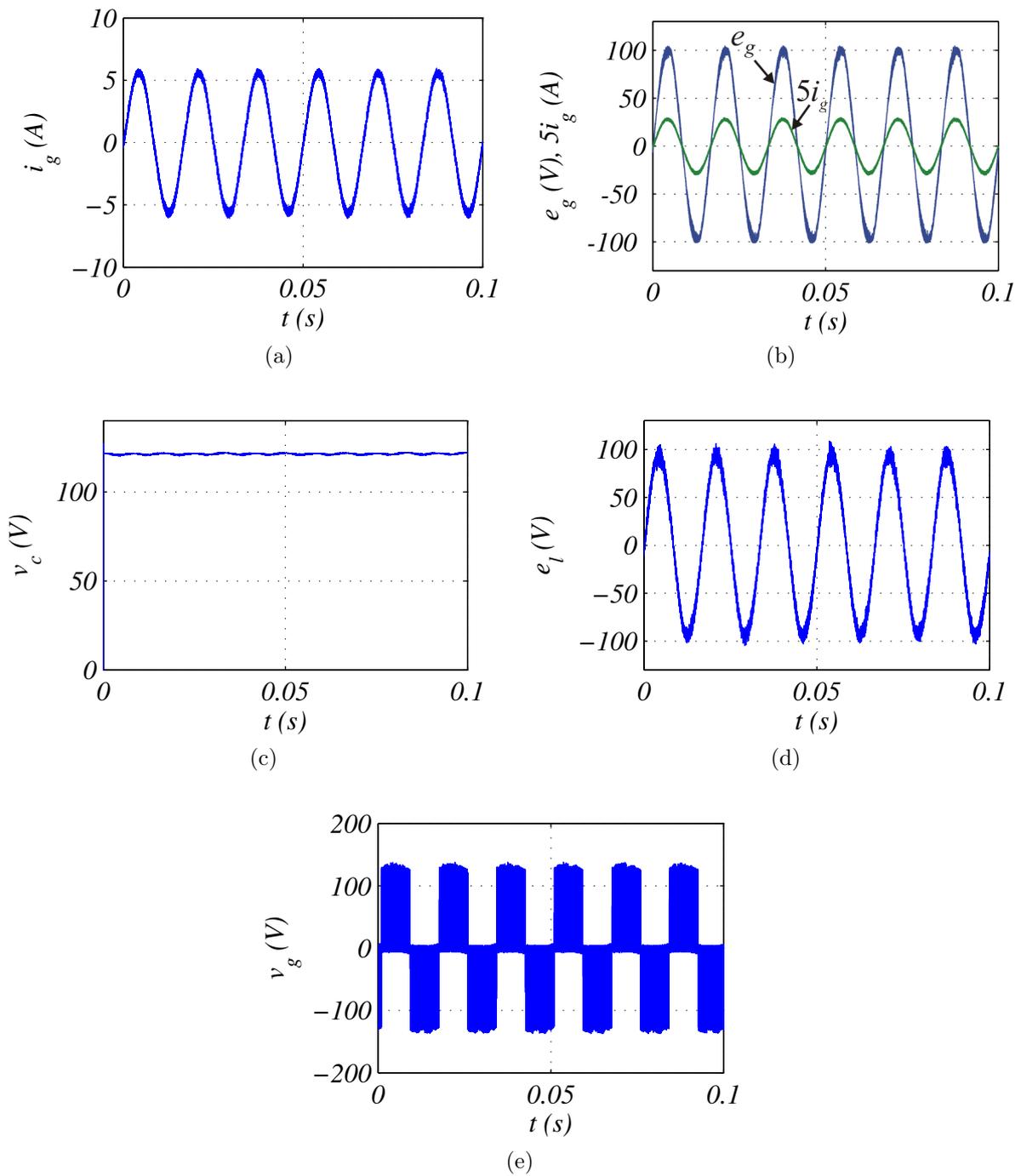


Figura 8.8: Resultados experimentais do conversor L3D1. (a) Corrente da rede. (b) Corrente da rede em fase com a tensão da rede. (c) Controle da tensão do barramento CC do conversor. (d) Tensão na carga. (e) Tensão chaveada de entrada.

### 8.3.2 Conversor com Cinco Braços e Dois Barramentos *CC* - L5D2

Foram realizados ensaios experimentais para este conversor alimentando dois tipos de carga: carga RL e carga não-linear. No caso da carga RL, obteve-se resultados utilizando uma e duas portadoras *PWM* assim como para barramentos *CC* com tensões iguais ( $v_{c1} = v_{c2} = v_{ct}/2$ ) e distintas ( $v_{c1} = v_{ct}/3$  e  $v_{c2} = 2v_{ct}/3$ ). A sigla 1P é utilizada para indicar o uso de apenas uma portadora enquanto que a sigla 2P-90° refere-se ao uso de duas portadora defasadas de 90° entre si. Já no caso da carga não-linear foram obtidos resultados utilizando apenas uma portadora (1P).

#### 8.3.2.1 Carga RL

Nas Figuras 8.9, 8.10, 8.11 e 8.12 são mostrados os resultados obtidos para a topologia L5D2, em regime permanente, para as curvas de corrente da rede monofásica ( $i_g$ ), tensão da rede monofásica ( $e_g$ ), tensão da carga monofásica ( $e_g$ ), tensões dos barramentos *CC* dos conversores 1 e 2 ( $v_{c1}, v_{c2}$ ) e tensão chaveada de entrada ( $v_g$ ).

Nas Figuras 8.9 e 8.11 são apresentados os resultados obtidos quando apenas uma portadora *PWM* é utilizada e nas Figuras 8.10 e 8.12 são apresentados os resultados utilizando duas portadoras *PWM* defasadas de 90° entre si.

Nas diferentes condições de operação para a topologia L5D2 é possível observar o controle do fator de potência da entrada do sistema. A fim de facilitar a visualização, a corrente da rede foi aumentada em cinco vezes. Além disso, verifica-se que a tensão da carga é controlada em um valor fixo. Finalmente, as tensões dos barramentos *CC* dos conversores 1 e 2 são reguladas.

Adicionalmente, na Figura 8.13 é mostrado o efeito da variável  $\mu_x$  que regula as tensões entre os conversores 1 e 2 da topologia L5D2. Observa-se que no instante em que o controle com a variável  $\mu_x$  é ativado no sistema, as tensões  $v_{c1}$  e  $v_{c2}$  convergem para um mesmo valor.

- Barramentos *CC* com tensões iguais

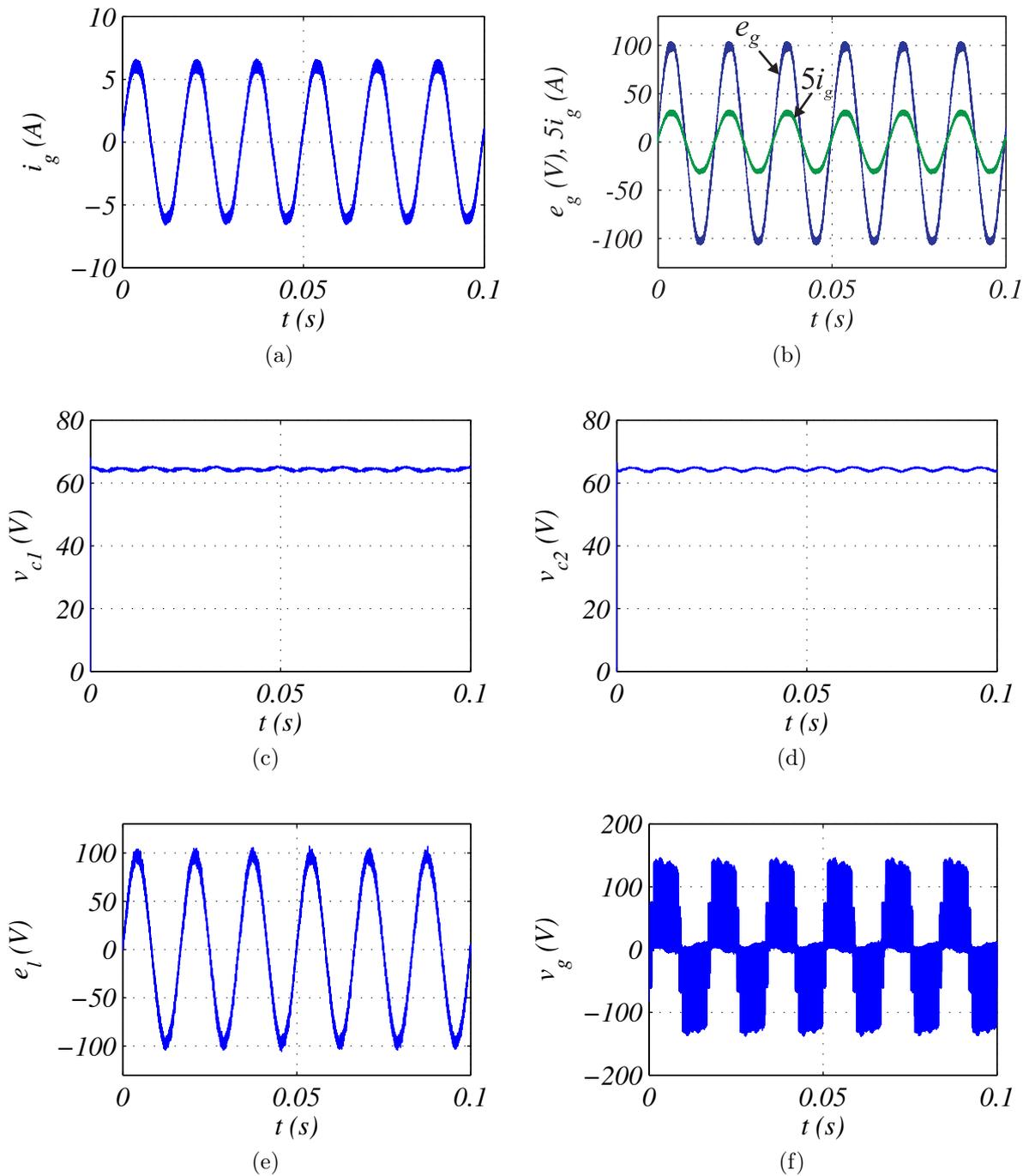


Figura 8.9: Resultados experimentais da topologia L5D2 com 1P e barramentos *CC* com tensões iguais. (a) Corrente da rede. (b) Corrente da rede em fase com a tensão da rede. (c) Controle da tensão do barramento *CC* do conversor 1. (d) Controle da tensão do barramento *CC* do conversor 2. (e) Tensão na carga. (f) Tensão chaveada de entrada.

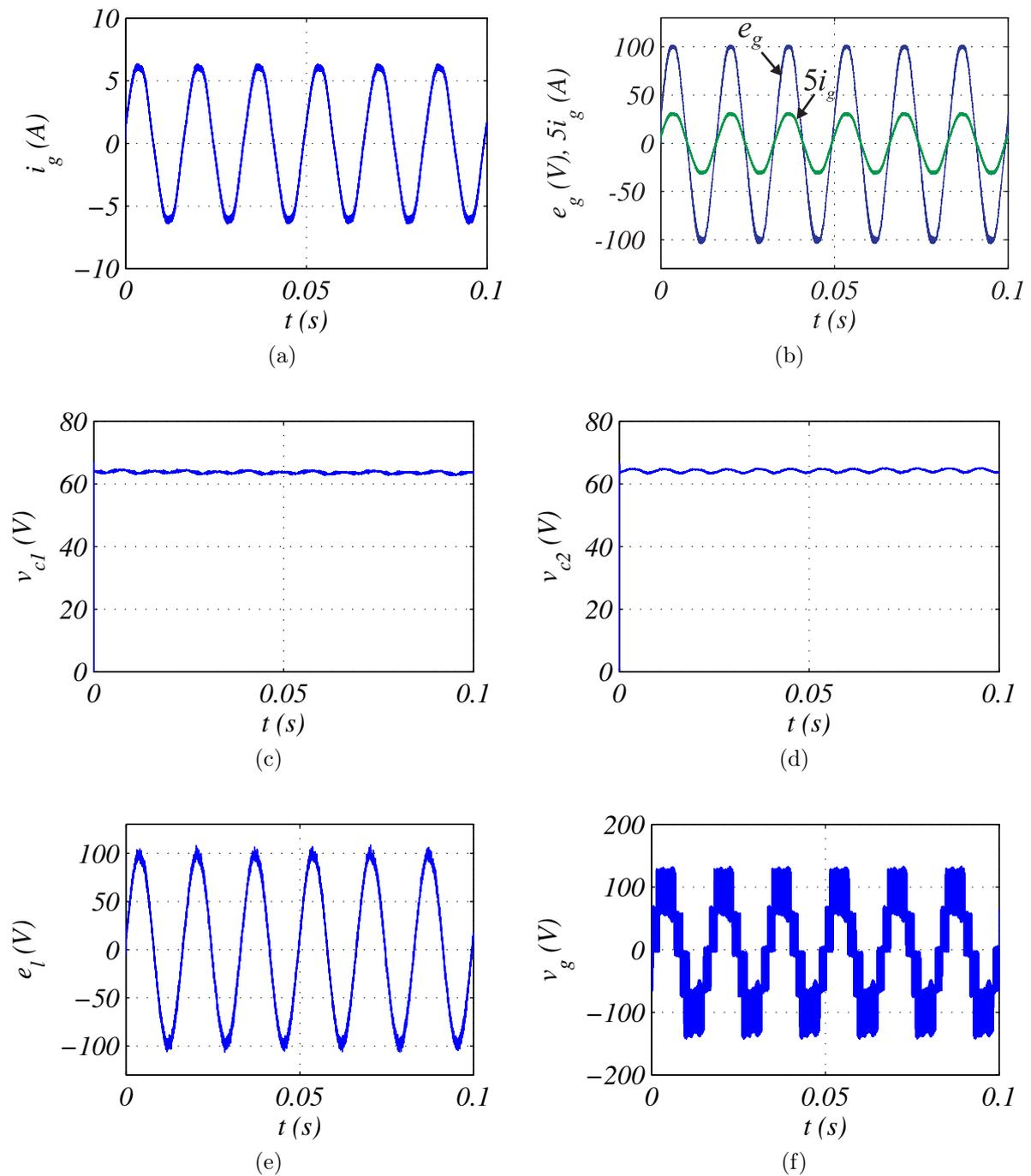


Figura 8.10: Resultados experimentais da topologia L5D2 com 2P-90° e barramentos  $CC$  com tensões iguais. (a) Corrente da rede. (b) Corrente da rede em fase com a tensão da rede. (c) Controle da tensão do barramento  $CC$  do conversor 1. (d) Controle da tensão do barramento  $CC$  do conversor 2. (e) Tensão na carga. (f) Tensão chaveada de entrada.

- Barramentos *CC* com tensões distintas

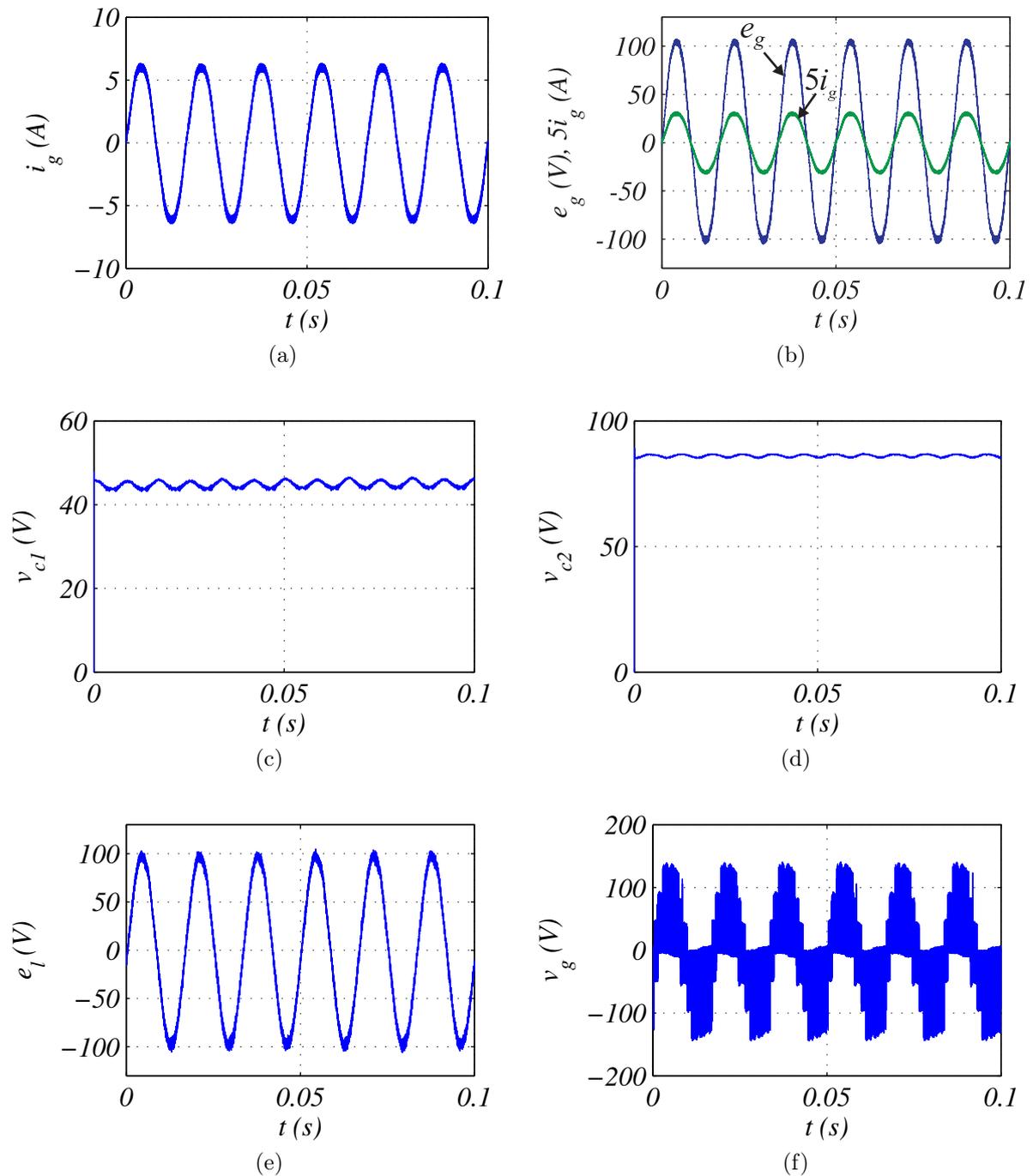


Figura 8.11: Resultados experimentais da topologia L5D2 com 1P e barramentos *CC* com tensões distintas. (a) Corrente da rede. (b) Corrente da rede em fase com a tensão da rede. (c) Controle da tensão do barramento *CC* do conversor 1. (d) Controle da tensão do barramento *CC* do conversor 2. (e) Tensão na carga. (f) Tensão chaveada de entrada.

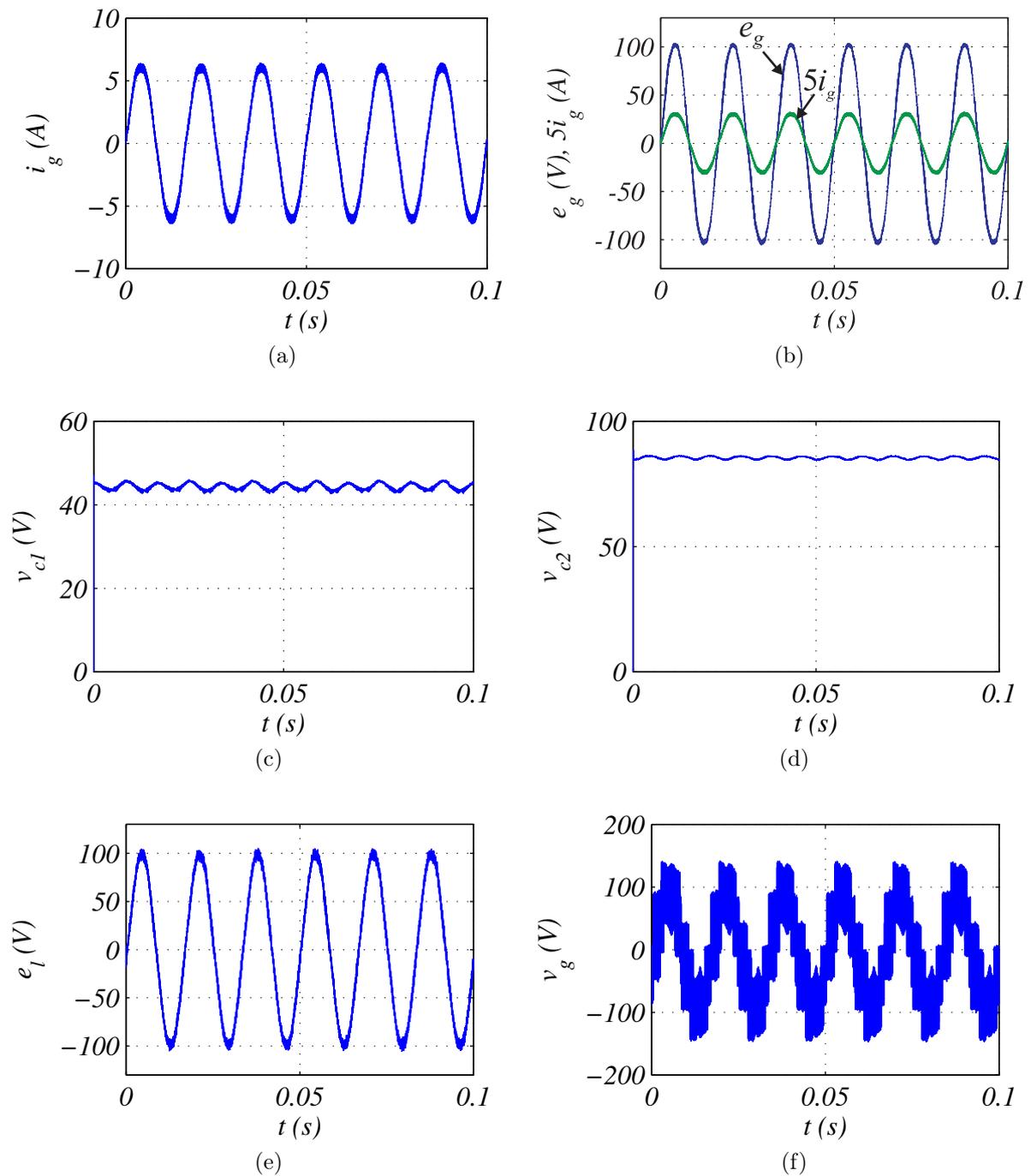


Figura 8.12: Resultados experimentais da topologia L5D2 com 2P-90° e barramentos  $CC$  com tensões distintas. (a) Corrente da rede. (b) Corrente da rede em fase com a tensão da rede. (c) Controle da tensão do barramento  $CC$  do conversor 1. (d) Controle da tensão do barramento  $CC$  do conversor 2. (e) Tensão na carga. (f) Tensão chaveada de entrada.

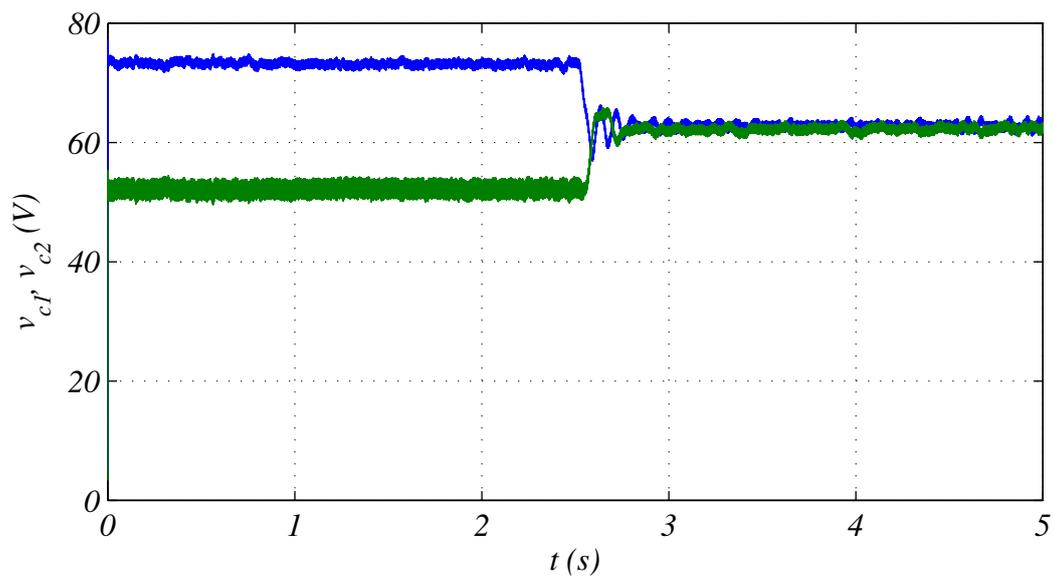


Figura 8.13: Resultados experimentais da topologia L5D2 para a regulação das tensões dos barramentos  $CC$  através de  $\mu_x$ .

## 8.3.2.2 Carga Não-Linear

Na Figura 8.14 são apresentados os resultados experimentais obtidos para a topologia L5D2 alimentando uma carga não-linear.

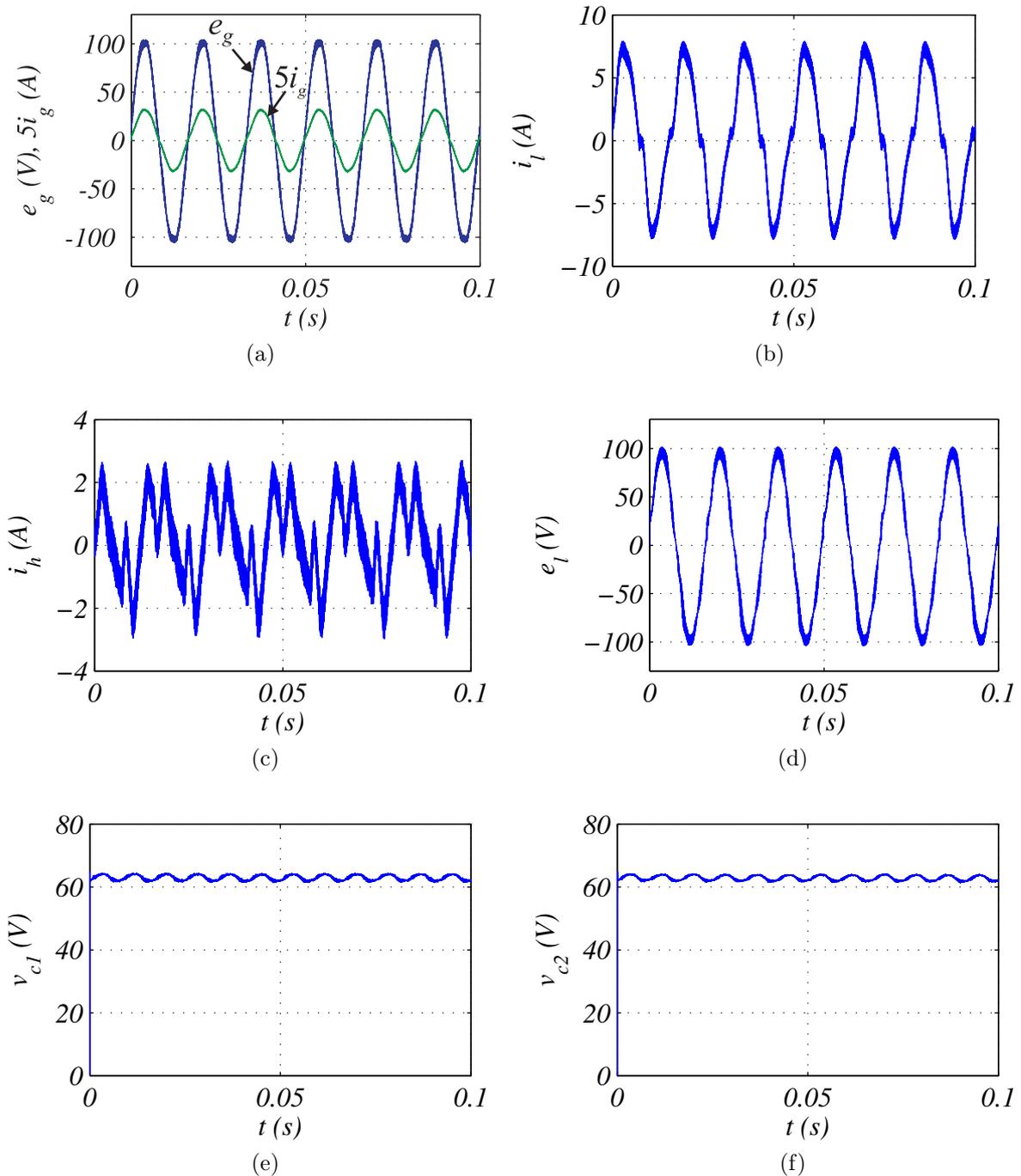


Figura 8.14: Resultados experimentais da topologia L5D2 com 1P alimentando uma carga não-linear (a) Corrente da rede em fase com a tensão da rede. (b) Corrente da carga. (c) Corrente do braço compartilhado. (d) Tensão na carga. (e) Controle da tensão do barramento  $CC$  do conversor 1. (f) Controle da tensão do barramento  $CC$  do conversor 2.

Pode-se observar que mesmo a carga apresentando uma corrente não-linear o sistema de controle proposto para a topologia L5D2 atua de forma satisfatória, pois a corrente da rede apresenta-se senoidal e em fase com a tensão da rede. A tensão na carga também é senoidal e com amplitude fixa, além disso os barramentos  $CC$  são regulados. Verifica-se que tanto as componentes harmônicas como também a parte reativa da corrente da carga ( $i_l$ ) formam a corrente do braço compartilhado ( $i_h$ ). Já a parte ativa de  $i_l$  corresponde a corrente da rede ( $i_g$ ).

### 8.3.3 Conversor com Seis Braços e Dois Barramentos $CC$ - L6D2

Foram realizados ensaios experimentais para este conversor alimentando dois tipos de carga: carga RL e carga não-linear. No caso da carga RL, obteve-se resultados utilizando uma e duas portadoras  $PWM$  assim como para barramentos  $CC$  com tensões iguais ( $v_{c1} = v_{c2} = v_{ct}/2$ ) e distintas ( $v_{c1} = v_{ct}/3$  e  $v_{c2} = 2v_{ct}/3$ ). A sigla 1P é utilizada para indicar o uso de apenas uma portadora enquanto que a sigla 2P-90° refere-se ao o uso de duas portadora defasadas de 90° entre sí.

#### 8.3.3.1 Carga RL

Nas Figuras 8.15, 8.16, 8.17 e 8.18 são mostrados os resultados obtidos para a topologia L6D2, em regime permanente, para as curvas de corrente da rede monofásica ( $i_g$ ), tensão da rede monofásica ( $e_g$ ), tensão da carga monofásica ( $e_g$ ), tensões dos barramentos  $CC$  dos conversores 1 e 2 ( $v_{c1}, v_{c2}$ ) e tensão chaveada de entrada ( $v_g$ ).

Nas Figuras 8.15 e 8.17 são apresentados os resultados obtidos quando apenas uma portadora  $PWM$  é utilizada e nas Figuras 8.16 e 8.18 são apresentados os resultados utilizando duas portadoras  $PWM$  defasadas de 90° entre si.

Nas diferentes condições de operação para a topologia L6D2 é possível observar o controle do fator de potência da entrada do sistema. A fim de facilitar a visualização, a corrente da rede foi aumentada em cinco vezes. Além disso, verifica-se que a tensão da carga é controlada em um valor fixo. Finalmente, as tensões dos barramentos  $CC$  dos conversores 1 e 2 são reguladas.

Adicionalmente, na Figura 8.19 é mostrado o efeito da variável  $\mu_x$  que regula as tensões entre os conversores 1 e 2 da topologia L6D2. Observa-se que no instante em que o controle com a variável  $\mu_x$  é ativado no sistema, as tensões  $v_{c1}$  e  $v_{c2}$  convergem para um mesmo valor.

• Barramentos *CC* com tensões iguais

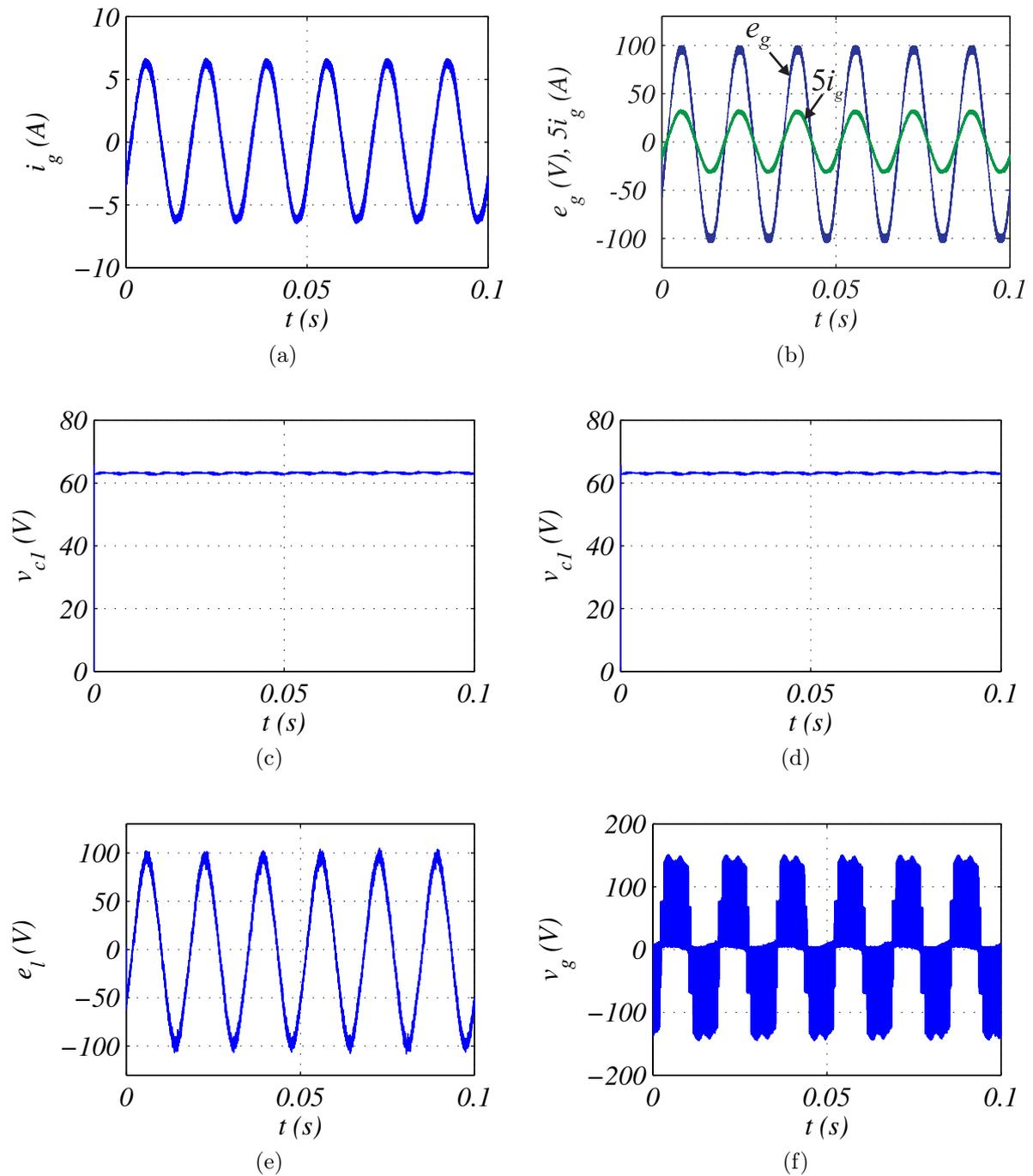


Figura 8.15: Resultados experimentais da topologia L6D2 com 1P e barramentos *CC* com tensões iguais. (a) Corrente da rede. (b) Corrente da rede em fase com a tensão da rede. (c) Controle da tensão do barramento *CC* do conversor 1. (d) Controle da tensão do barramento *CC* do conversor 2. (e) Tensão na carga. (f) Tensão chaveada de entrada.

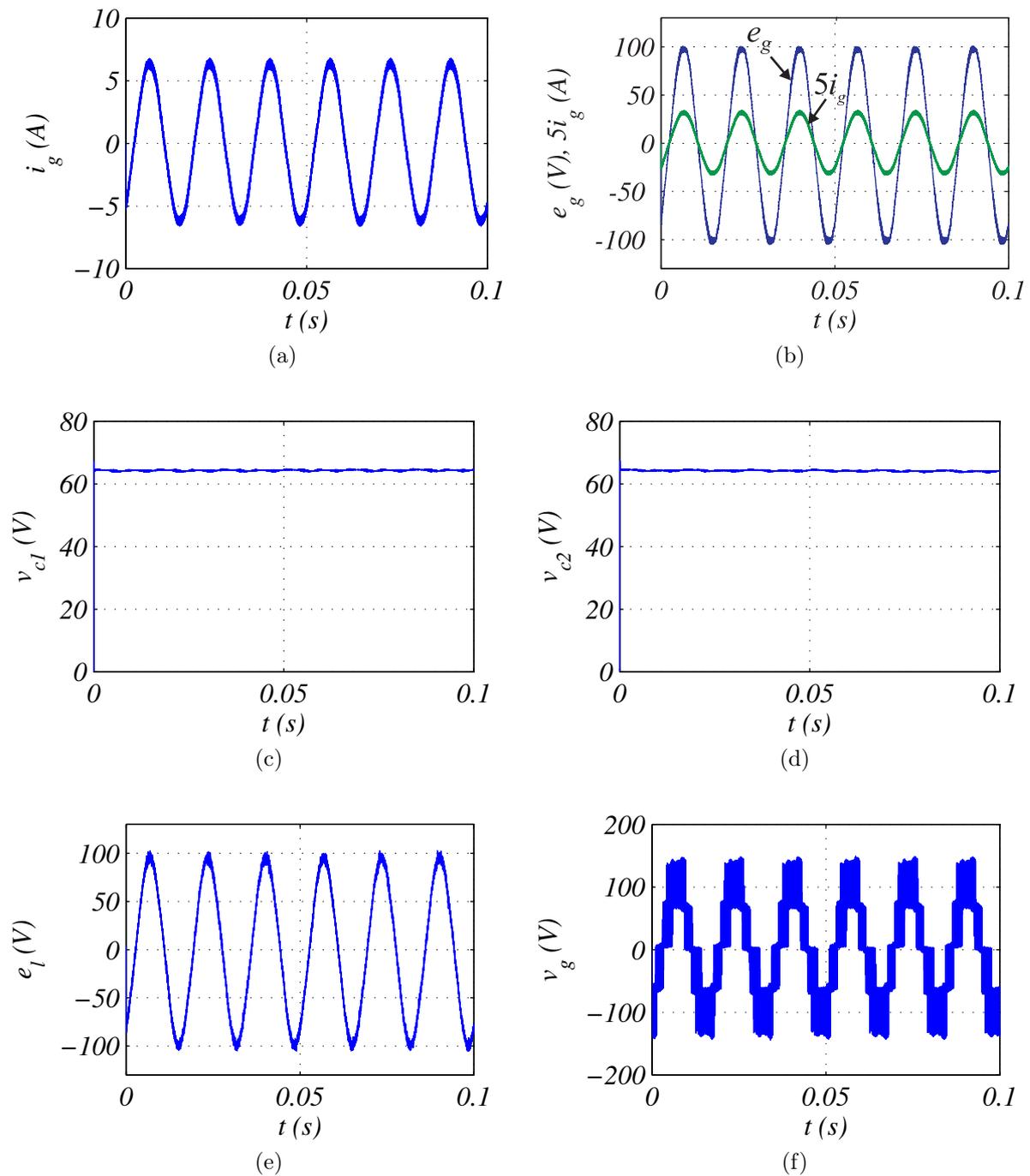


Figura 8.16: Resultados experimentais da topologia L6D2 com 2P-90° e barramentos  $CC$  com tensões iguais. (a) Corrente da rede. (b) Corrente da rede em fase com a tensão da rede. (c) Controle da tensão do barramento  $CC$  do conversor 1. (d) Controle da tensão do barramento  $CC$  do conversor 2. (e) Tensão na carga. (f) Tensão chaveada de entrada.

• Barramentos *CC* com tensões distintas

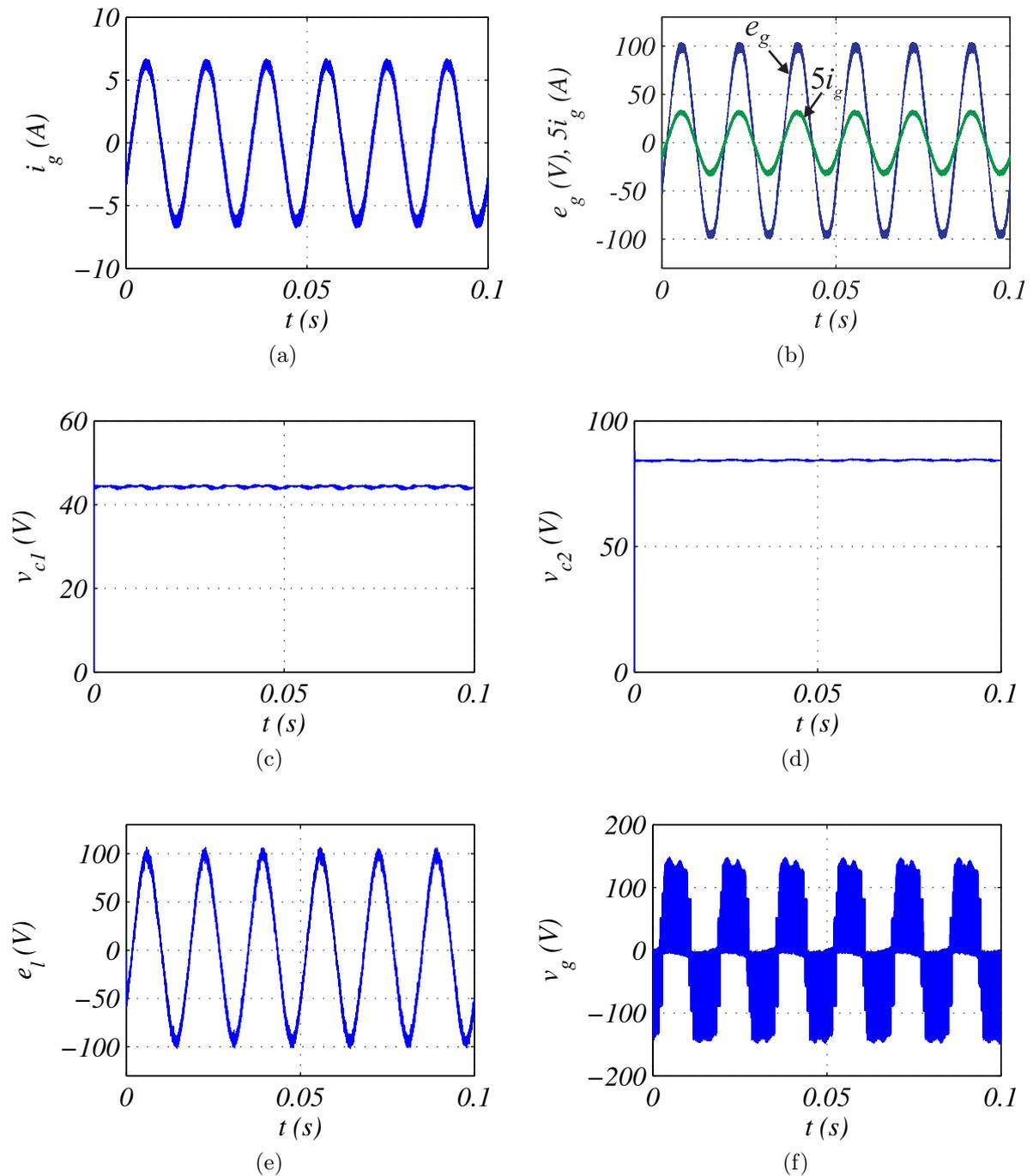


Figura 8.17: Resultados experimentais da topologia L6D2 com 1P e barramentos *CC* com tensões distintas. (a) Corrente da rede. (b) Corrente da rede em fase com a tensão da rede. (c) Controle da tensão do barramento *CC* do conversor 1. (d) Controle da tensão do barramento *CC* do conversor 2. (e) Tensão na carga. (f) Tensão chaveada de entrada.

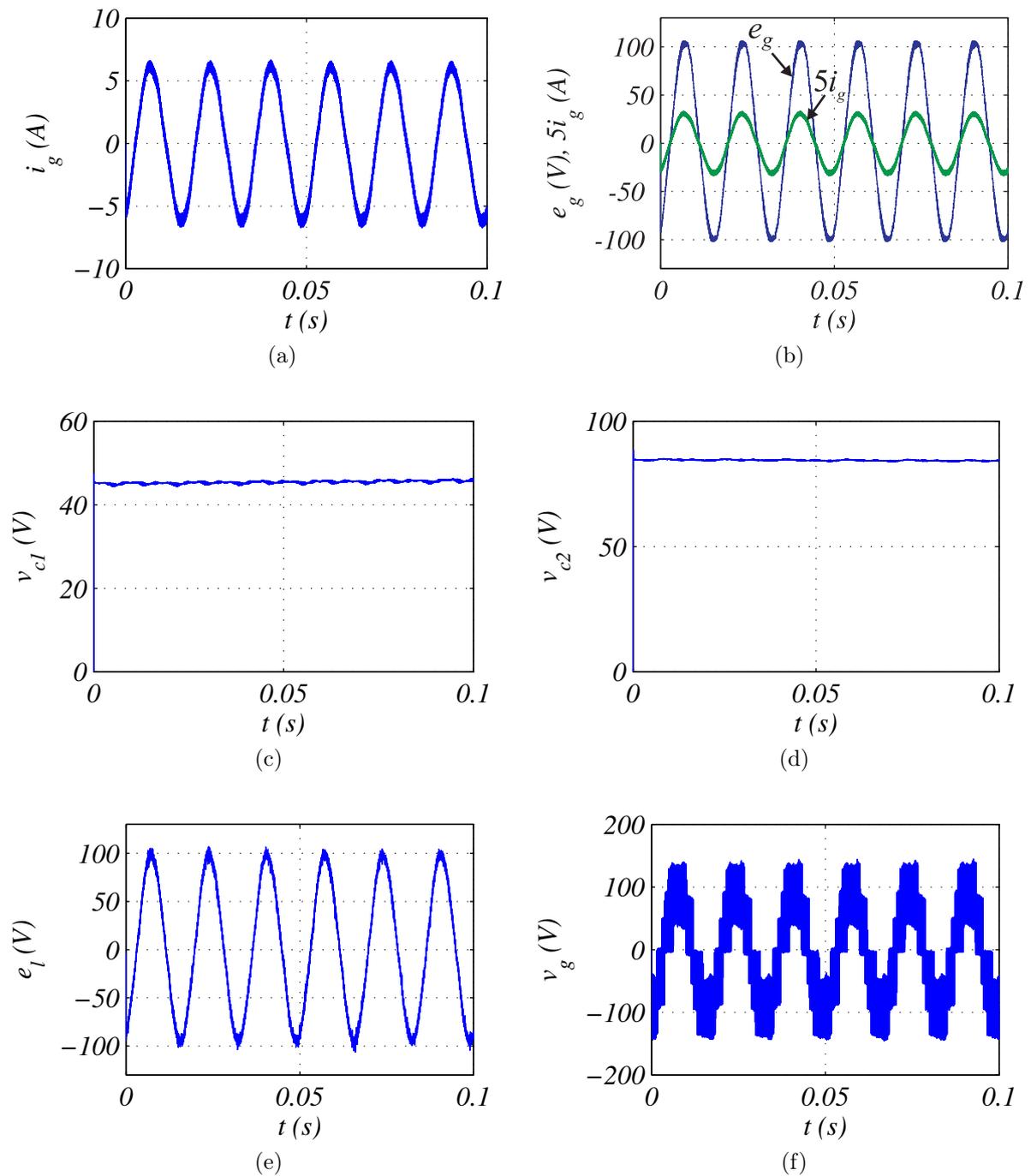


Figura 8.18: Resultados experimentais da topologia L6D2 com 2P-90° e barramentos  $CC$  com tensões distintas. (a) Corrente da rede. (b) Corrente da rede em fase com a tensão da rede. (c) Controle da tensão do barramento  $CC$  do conversor 1. (d) Controle da tensão do barramento  $CC$  do conversor 2. (e) Tensão na carga. (f) Tensão chaveada de entrada.

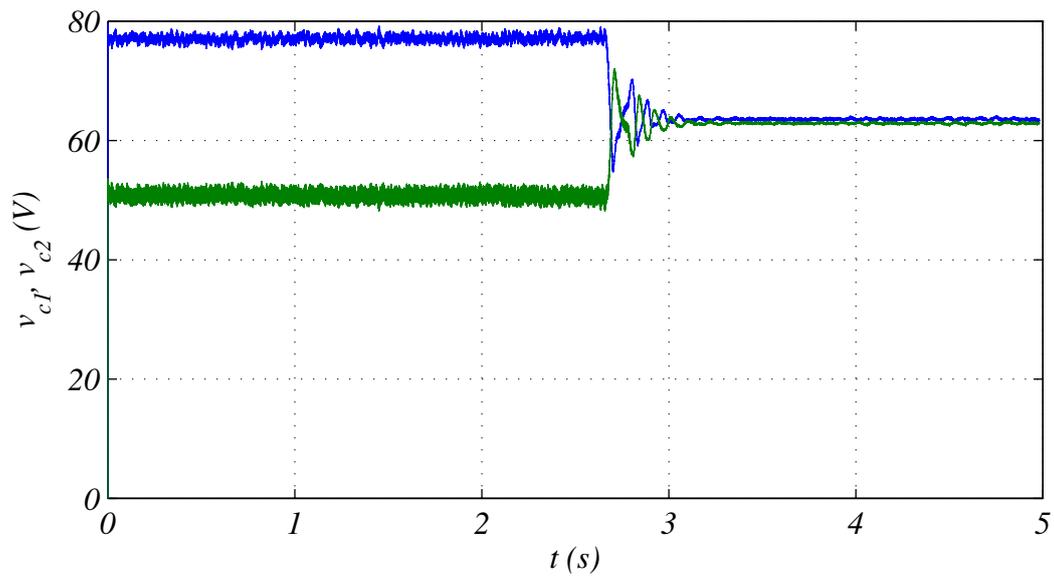


Figura 8.19: Resultados experimentais da topologia L6D2 para a regulação das tensões dos barramentos  $CC$  através de  $\mu_x$ .

## 8.3.3.2 Carga Não-Linear

Na Figura são apresentados os resultados experimentais obtidos para a topologia L6D2 alimentando uma carga não-linear.

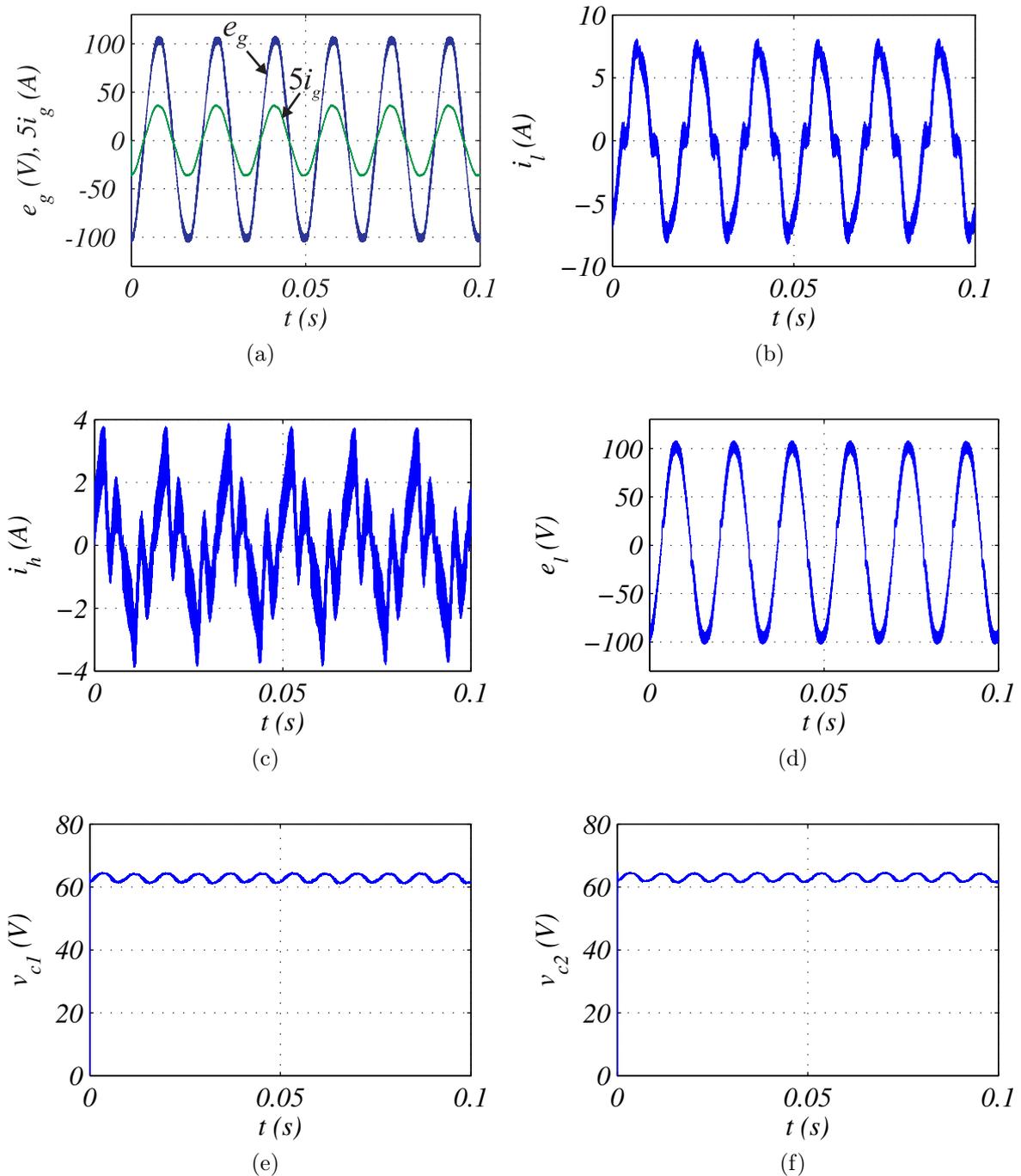


Figura 8.20: Resultados experimentais da topologia L6D2 com 1P alimentando uma carga não-linear (a) Corrente da rede em fase com a tensão da rede. (b) Corrente da carga. (c) Corrente do braço compartilhado. (d) Tensão na carga. (e) Controle da tensão do barramento  $CC$  do conversor 1. (f) Controle da tensão do barramento  $CC$  do conversor 2.

Observa-se que mesmo a carga apresentando uma corrente não-linear o sistema de controle proposto para a topologia L6D2 atua de forma satisfatória, pois a corrente da rede apresenta-se senoidal e em fase com a tensão da rede. A tensão na carga também é senoidal e com amplitude fixa, além disso os barramentos  $CC$  são regulados.

## 8.4 Conclusões

Nesta seção foram apresentados resultados de simulação dinâmica e experimentais para algumas topologias estudadas nesse trabalho. Os ensaios experimentais foram realizados para os conversores alimentando dois tipos de carga: carga RL e carga não-linear.

Através da aplicação dos sistemas de controle mostrados nos Capítulos 3 e 4, foi possível obter o controle da corrente de entrada com a maximização do fator de potência; a regulação das tensões dos capacitores; realizar a divisão do fluxo de potência entre os módulos da topologia através da variável  $\mu_x$ ; o controle da tensão da carga com amplitude e frequência constantes.

Observou-se que os objetivos do sistema de controle foram alcançados para os conversores alimentando os dois tipos de carga (carga RL e carga não-linear) tanto no caso de operação com tensões iguais como também no caso de operação com tensões distintas.

# Capítulo 9

## Conclusões Gerais e Trabalhos Futuros

### 9.1 Conclusões Gerais

Neste trabalho, foram apresentadas cinco topologias de conversores estáticos *CA-CC-CA*, das quais duas possuem dois barramentos *CC* (L5D2 e L6D2) e três usam transformador (L4D1Ts, L5D1Th e L4D1Th). Para todas elas 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 na rede; amplitude de tensão e frequência constantes nos terminais da carga; regulação das tensões nos barramentos *CC* através do  $\mu_x$ .

Estabeleceram-se comparações das estruturas propostas com a topologia convencional baseadas nos seguintes critérios: *WTHD* dos sinais de tensão chaveados gerados na entrada e saída dos conversores; e perdas por condução e chaveamento nas chaves semicondutoras.

As curvas da *WTHD* foram obtidas em função do fator de distribuição de roda livre ( $\mu$ ) utilizando uma, duas, três ou quatro portadoras *PWM*, dependendo da topologia. Quando apenas uma portadora *PWM* foi utilizada, as topologias propostas apresentaram valores de distorção harmônica semelhantes aos valores da topologia convencional, exceto a topologia L4D1Th. A utilização da técnica de múltiplas portadoras *PWM* proporcionou a obtenção de um valor reduzido de distorção harmônica nas tensões geradas pelos conversores L5D2, L6D2 e L5D1Th. Na Tabela 9.1 são apresentados os valores da *WTHD* de  $v_g$  e  $v_l$  para todas as topologias estudadas, especialmente com  $\mu = 0,5$ .

<i>WTHD</i> (%)	L3D1	L5D2	L6D2	L4D1Ts	L5D1Th	L4D1Th
$v_g$	0,2898	0,0963	0,0899	0,3112	0,0994	0,4443
$v_l$	0,2886	0,0946	0,0886	0,3014	0,0937	0,2841

(a)

<i>WTHD</i> (%)	L3D1	L5D2	L6D2	L4D1Ts	L5D1Th	L4D1Th
$v_g$	0,1538	0,0528	0,0461	0,1540	0,0573	0,3426
$v_l$	0,1517	0,0501	0,0446	0,1497	0,0476	0,2489

(b)

Tabela 9.1: Valores da *WTHD* de  $v_g$  e  $v_l$  para todas as topologias estudadas. (a)  $\mu = 0$ . (b)  $\mu = 0,5$ .

Apenas as topologias L4D1Ts e L4D1Th não apresentaram menores valores da *WTHD* face a convencional (L3D1). A topologia L6D2, operando com tensões nos barramentos *CC* iguais e utilizando quatro portadoras *PWM* defasadas de  $90^\circ$ , apresentou o menor valor da *WTHD* dentre todas as topologias estudadas neste trabalho.

No que diz respeito às perdas nos semicondutores, obteve-se os resultados para dois valores do fator de distribuição de roda livre,  $\mu = 0$  e  $\mu = 0,5$ . As topologias propostas apresentaram maiores perdas por condução que a topologia convencional, com exceção da L4D1s. Os níveis de corrente são os mesmos em todas as topologias, porém os conversores propostos apresentam uma quantidade maior de chaves semicondutoras que no conversor convencional. As topologias com dois barramentos *CC* têm seu valor mínimo da tensão do barramento *CC* de cada um dos dois módulos, igual à metade do valor de tensão exigidos na topologia convencional. Essa característica permite obter menor valor de perdas por chaveamento para essas estruturas. Como a redução nas perdas por chaveamento são bem mais significativas em relação ao aumento nas perdas por condução, as topologias propostas com dois barramentos *CC* apresentaram menores valores de perdas totais quando comparadas a topologia convencional. Observou-se também que a utilização de barramentos *CC* com tensões distintas possibilitou uma redução ainda maior das perdas por chaveamento para a topologia L5D2.

Nas topologias que usam transformador, a escolha apropriada deste componente também permitiu a obtenção de baixos valores de perdas totais face a topologia convencional. O transformador foi selecionado de forma que os conversores possam operar com menor nível de tensão no barramento *CC* e/ou menor níveis de corrente atravessando as chaves quando comparados a estrutura convencional.

As perdas por condução, chaveamento e totais para todas as topologias são apresentadas na Tabela 9.2.

	L3D1	L5D2	L6D2	L4D1Ts	L5D1Th	L4D1Th
$P_{cd} (W)$	4,93	6,70	9,60	2,06	8,54	6,37
$P_{ch} (W)$	33,46	13,28	14,71	26,00	12,42	19,14
$Totais (W)$	38,39	19,98	24,31	28,06	20,96	25,51

(a)

	L3D1	L5D2	L6D2	L4D1Ts	L5D1Th	L4D1Th
$P_{cd} (W)$	4,92	6,67	9,59	2,06	8,52	6,36
$P_{ch} (W)$	48,63	19,14	21,41	51,95	20,08	27,33
$Totais (W)$	53,55	25,83	31,00	54,01	28,60	33,69

(b)

Tabela 9.2: Perdas por condução, chaveamento e totais para todas as topologias estudadas. (a)  $\mu = 0$ . (b)  $\mu = 0,5$ .

Verificou-se que todas as topologias estudadas apresentaram menores valores de perdas totais face a convencional (L3D1). A topologia L5D2, operando com barramentos *CC* de tensões distintas quando  $\mu_{ext}$  alterna entre 0 e 1, apresentou o melhor valor de perdas totais dentre todas as topologias estudadas, especialmente com  $\mu = 0$ .

## 9.2 Trabalhos Futuros

Alguns estudos poderão ser desenvolvidos além dos apresentados nesse trabalho de dissertação de mestrado, tais como:

1. Estudo do comportamento das curvas de *WTHD* para valores diferentes de tensão na entrada e na saída do sistema;
2. Caracterização das perdas nos capacitores dos barramentos *CC*.
3. Análise de perdas nas chaves semicondutoras dos conversores para operação do conversor com valores menores de frequência de chaveamento;
4. Estudo considerando cargas com diferentes potências e fator de potência.
5. Realizar estudos de configurações trifásicas de conversores *CA-CC-CA*.
6. Apresentação de novas topologias de conversores *CA-CC-CA* com ganhos sobre a utilização das topologias convencionais;

# Referências Bibliográficas

- [1] BRAGA, H. A. C. e BARBI, I. (2000) "Conversores Estáticos Multiníveis-Uma Revisão", Controle e Automação, vol. 11.
- [2] MOHAN, N.; UNDERLAND, T. M. e ROBBINS, W. P. (2003) "Power Electronics: Converters, Applications and Design". New York: John Wiley e Sons, INC.
- [3] RASHID M. (1988), "Power electronics circuits: devices and application". New Jersey: Prentice-Hall International, pp. 69-71.
- [4] 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, vol. 57.
- [5] DEEPA, K.; SAVITHA, P.; VINODHINI, B. (2011) "Harmonic analysis of a modified cascaded multilevel inverter," Electrical Energy Systems (ICEES), 1st International Conference, pp. 92-97.
- [6] YOUSEFPOOR, N.; FATHI, S.H.; FAROKHNIYA, N.; ABYANEH, H.A. (2012) "THD Minimization Applied Directly on the Line-to-Line Voltage of Multilevel Inverters," Industrial Electronics, IEEE Transactions, vol. 59, no.1, pp. 373-380.
- [7] CHOI, N.Y.; LEE, C.H. (2003) "A new single-stage converter for improving THD," Power Electronics and Drive Systems, 2003. PEDS 2003. The Fifth International Conference, vol. 2, pp. 1476-1479.
- [8] 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, vol. 1, pp. 1155-1162.

- [9] 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, vol. 3, pp. 1845–1850.
- [10] [JACOBINA, C. B.; DOS SANTOS, E. C.; DE S. GOUVEIA, B. e DA SILVA, E. R. C. (2008) "Reversible AC Drive Systems Based on Parallel AC-AC DC-Link Converters", In: Industry Applications Society Annual Meeting, IAS IEEE, pp. 1–7.
- [11] [JACOBINA, C. B.; DOS SANTOS, E. C. e FABRICIO, E. (2008) "Single-phase to three-phase drive system using two parallel single-phase rectifiers", In: Power Electronics Specialists Conference, PESC IEEE, pp. 901–905.
- [12] TALEBI, N.; SADRNIA, M. e RAFIEI, S. (2009) "Current and voltage control of paralleled multimodule inverter systems", In: Control and Automation, MED. 17th Mediterranean Conference, pp. 1498–1503.
- [13] PENG, F. (2000) "A generalized multilevel inverter topology with self voltage balancing", In: Industry Applications Conference. Conference Record of the 2000 IEEE, vol. 3, pp. 2024–2031.
- [14] XU, X., ZOU, Y., DING, K., AND LIU, F. (2004) "Cascade multilevel inverter with phase-shift SPWM and its application in STATCOM". IEEE IECON, pp. 1139–1143.
- [15] CORZINE, K.A., WIELEBSKI, M.W., PENG, F.Z., AND WANG, J. (2004) "Control of cascaded multilevel inverters", IEEE Trans. Power Electron., vol. 19. pp. 732–738.
- [16] NABAE, A., TAKAHASHI, I., AND AKAGI, H. (1981) "A new neutral point clamped PWM inverter", IEEE Trans. Ind. Appl., pp. 518–522.
- [17] YUAN, X., AND BARBI, I. (2000) "Fundamentals of a new diode clamping multilevel inverter", IEEE Trans. Power Electron., vol. 15, pp. 711–718.
- [18] MEYNARD, T.A., FADEL, M., AND AOUDA, N. (1997) "Modeling of multilevel converters", IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 44, pp. 356–364.
- [19] MEYNARD, T.A., FOCH, H., THOMAS, P., COURAULT, J., JAKOB, R., AND NAHRSTAEDT, M. (2002) "Multicell converters: basic concepts and industry applications", IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 49, pp. 955–964.
- [20] 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.
- [21] 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.
- [22] 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.
- [23] BEECHNER, T. e SUN, J. (2008) "Harmonic cancellation under interleaved PWM with harmonic injection", In: PESC'08 IEEE, pp. 1515–1521.
- [24] QUEIROZ, A. P. D. (2010) "Conversores Estáticos CA-CC-CA Obtidos a Partir da Conexão de Módulos Monofásicos", Dissertação de mestrado, Universidade Federal de Campina Grande.
- [25] BLAABJERG, F.; FREYSSON, S.; HANSEN, H.; HANSEN, S. (1995) "A new optimized space-vector modulation strategy for a component-minimized voltage source inverter," in: Applied Power Electronics Conference and Exposition. APEC '95. Conference Proceedings, Tenth Annual.
- [26] CIPRIANO, E.; JACOBINA, C.B.; DA SILVA, E.R.C.; ROCHA, N. (2012) "Single-Phase to Three-Phase Power Converters: State of the Art," Power Electronics, IEEE Transactions, vol. 27, no.5, pp. 2437-2452.
- [27] EL-HABROUK, M. (1988) "A new configuration for shunt active filters." Tese (Doutorado) - Department of Electrical Engineering and Electronics.
- [28] EL-HABROUK, M.; DARWISH, M. K.; MEHTA, P. (2000) "Active power filters: A review." IEE Proc.-Electr Power Appl., vol. 147, no.5, pp. 323–331.
- [29] AREDES, M.; HEUMANN, K.; WATANABE, E. (1988) "An universal active power line conditioner." Power Delivery, IEEE Transactions, vol. 13, no.2, pp. 545–551.
- [30] 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, vol. 153, pp. 719–725.
- [31] AKAGI, H. (2001) "Large static converters for industry and utility applications", IEEE Proceedings, vol. 89, pp. 976–983.

- [32] 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.
- [33] KELLER, C. e TADROS, Y. (1993) "Are paralleled IGBT modules or paralleled IGBT inverters the better choice?", In: PEA'93, vol. 5, pp. 1–6.
- [34] RODRIGUEZ, J.; LAI, J.-S. e PENG, F. Z. (2002) "Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications", IEEE Transactions Industrial Electronics, vol. 49, pp. 724–738.
- [35] CHOI, N. S.; CHO, J. G. e CHO, G. H. (1991) "A general circuit topology of multilevel inverter", pp. 96–103.
- [36] BHAGWAT, P. M. e STEFANOVIC, V. R. (1983) "Generalized Structure of a Multilevel PWM Inverter", IEEE Transactions Industry Applications, vol. 19, pp. 1057–1069.
- [37] TENCONI, S. M.; CARPITA, M.; BACIGALUPO, C. e CALI, R. (1995) "Multilevel voltage source converters for medium voltage adjustable speed drives", vol. 1, pp. 91–98.
- [38] MEYNARD, T. A. e FOCH, H. (1992) "Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters", vol. 1, pp. 397–403.
- [39] MARCHESONI, M.; MAZZUCHELLI, M. e TENCONI, S. (1990) "A non-conventional power converter for plasma stabilization", IEEE Transactions Power Electronics, vol. 5, pp. 212–219.
- [40] MANJREKAR, M. D. e LIPO, T. A. (1998) "A generalized structure of multilevel power converter", vol. 1, pp. 62–67.
- [41] 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, vol. 36, pp. 834–841.
- [42] DAI, N.-Y.; WONG, M.-C.; HAN, Y.-D. (2006) "Application of a three-level NPC inverter as a three-phase four-wire power quality compensator by generalized 3DSVM," IEEE Trans. Power Electron., vol. 21, no. 2, pp. 440–449.
- [43] BARROS, J.; SILVA, J. (2008) "Optimal predictive control of three-phase NPC multilevel converter for power quality applications," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 55, no. 10, pp. 3670–3681.

- [44] M. MALINOWSKI, S. STYNSKI, W. KOLOMYJSKI, AND M. KAZMIERKOWSKI, (2009) "Control of three-level PWM converter applied to variable-speed-type turbines," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 1, pp. 69–77.
- [45] S. BUSQUETS-MONGE, J. ROCABERT, P. RODRIGUEZ, S. ALEPUZ, AND J. BORDONAU, (2008) "Multilevel diode-clamped converter for photovoltaic generators with independent voltage control of each solar array," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 7, pp. 2713–2723.
- [46] M. MA, L. HU, A. CHEN, AND X. HE, (2007) "Reconfiguration of carrier-based modulation strategy for fault tolerant multilevel inverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 5, pp. 2050–2060.
- [47] DOS SANTOS, E.; JACOBINA, C.; DIAS, J. e ROCHA, N. (2011) "Fault tolerant ac-dc-ac single-phase to three-phase converter." *Power Electronics, IET*, pp. 1023 –1031.
- [48] J.-K. PARK, J.-M. KWON, E.-H. KIM, AND B.-H. KWON, (2008) "High-performance transformerless online UPS," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 8, pp. 2943–2953.
- [49] M. A. P. DE AZPEITIA, A. FERNANDEZ, D. G. LAMAR, M. RODRIGUEZ, AND M. HERNANDO, (2008) "Simplified voltage-sag filter for line-interactive uninterruptible power supplies," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 55, no. 8, pp. 3005– 3011.
- [50] J.-H. CHOI, J.-M. B. KWON, J.-H. JUNG, AND B.-H. KWON, (2005) "High performance online UPS using three-leg-type converter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 52, no. 3, pp. 889–897.
- [51] GAUTAM, S.; YADAV, A.K.; GUPTA, R. (2012) "AC/DC/AC converter based on parallel AC/DC and cascaded multilevel DC/AC converter," *Engineering and Systems (SCES), 2012 Students Conference*, pp.1-6, 16-18.
- [52] BAIER, C.R.; MUNOZ, J.A.; ESPINOZA, J.R.; MELIN, P.E.; GUZMAN, J.I.; MORAN, L.A. (2011) "Improving power quality in cascade multilevel converters based on single-phase non-regenerative power cells," *IECON 2011-37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 4192-4197.
- [53] KUMAR, A.; GUPTA, R. (2010) "Single-phase AC/DC/AC converter using cascaded multilevel inverter," *Power, Control and Embedded Systems (ICP-CES), 2010 International Conference*, pp.1-5.

- [54] H. W. PARK, S. J. PARK, J. G. PARK, AND C. U. KIM (2001) “A novel highperformance voltage regulator for single-phase ac sources,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 48, no. 3, pp. 554–562.
- [55] DE FREITAS, I.; JACOBINA, C.; DA SILVA, E. e OLIVEIRA, T. (2010) “Single-Phase AC-DC-AC Three-Level Three-Leg Converter.” *Industrial Electronics, IEEE Transactions*, pp. 4075 –4084.
- [56] C. B. JACOBINA, M. B. DE R. CORREA, A. M. N. LIMA, AND E. R. C. DA SILVA. (2003) “AC motor drive systems with a reduced-switch-count converter.” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 39, no. 5, pp. 1333–1342.
- [57] H. W. VAN DER BROECK AND J. D. VAN WYK (1984) “A comparative investigation of a three-phase induction machine drive with a component minimized voltage-fed inverter under different control options,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-20, no. 2, pp. 309–320.
- [58] P. ENJETI AND A. RAHMAN (1993) “A new single phase to three phase converter with active input current shaping for low cost AC motor drives,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 29, no. 4, pp. 806–813.
- [59] F. BLAABJERG, D. O. NEACSU, AND J. K. PEDERSEN, (1999) “Adaptive SVM to compensate dc-link voltage ripple for four-switch three-phase voltage-source inverters,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 14, no. 4, pp. 743–752.
- [60] O. OJO, W. ZHIQIAO, G. DONG, AND S. ASURI, (2005) “High-performance speed-sensorless control of an induction motor drive using a minimalist single-phase PWM converter,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 41, no. 4, pp. 996–1004.
- [61] A. BOUSCAYROL, B. FRANÇOIS, P. DELARUE, AND J. NIIRANEN, (2005) “Control implementation of a five-leg ac–ac converter to supply a three-phase induction machine,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, no. 1, pp. 107–115.
- [62] M. N. UDDIN, T. S. RADWAN, AND M. A. RAHMAN, (2006) “Fuzzy-logiccontroller- based cost-effective four-switch three-phase inverter-fed IPM synchronous motor drive system,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 42, no. 1, pp. 21–30.
- [63] M. B. R. CORREA, C. B. JACOBINA, E. R. C. DA SILVA, AND A. M. N. LIMA, (2006) “A general PWMstrategy for four-switch three-phase inverters,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 21, no. 6, pp. 1618–1627.

- [64] D.-C. LEE AND Y.-S. KIM, (2007) "Control of single-phase-to-three-phase ac/dc/ac PWM converters for induction motor drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 2, pp. 797–804.
- [65] C. B. JACOBINA, E. C. DOS SANTOS, JR., E. R. C. DA SILVA, M. B. R. CORREA, A. M. N. LIMA, AND T. M. OLIVEIRA, (2008) "Reduced switch count multiple three-phase ac machine drive systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 2, pp. 966–976.
- [66] JOOS, G.; HUANG, X.; OOI, B.T. (1997) "Direct-Coupled Multilevel Cascaded Series VAR Compensators", *IEEE Industry Applications Annual Meeting (IAS'97)*, pp. 1608–1615.
- [67] BLASKO, V. (1997) "Analysis of a hybrid PWM based on modified space-vector and triangle comparison methods", *IEEE Transactions Industry Applications*, vol. 33, pp. 756–764.
- [68] 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*, vol. 16, pp. 351–359.
- [69] 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*, vol. 4, pp. 2173–2179.
- [70] 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*, vol. 37, pp. 1807–1816.
- [71] 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*, vol. 153, pp. 535–543.