



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

Nayara Brandão de Freitas

**Sistemas de Conversão de Energia Multiníveis CA/CC/CA e
CC/CA**

Campina Grande – PB, Brasil

Março de 2020



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

Sistemas de Conversão de Energia Multiníveis CA/CC/CA e CC/CA

Nayara Brandão de Freitas

Tese de Doutorado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Doutor em Ciências, no domínio da Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento de Energia

Prof. Dr.Ing. Cursino Brandão Jacobina
Orientador

Campina Grande – PB, Brasil

Março de 2020

F866s Freitas, Nayara Brandão de.
Sistemas de conversão de energia multiníveis CA/CC/CA e CC/CA /
Nayara Brandão de Freitas. – Campina Grande, 2020.
193 f. : il. color.

Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de
Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática, 2020.
"Orientação: Prof. Dr. Cursino Brandão Jacobina".
Referências.

1. Controle de Barramento CC. 2. Conversores CA/CC/CA.
3. Conversores CC/CA. 4. PWM Vetorial. 5. Processamento de Energia.
I. Jacobina, Cursino Brandão. II. Título.

CDU 621.314(043)



MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
UNIVERSIDADE FEDERAL DE CAMPINA GRANDE
POS-GRADUACAO EM ENGENHARIA ELETRICA
Rua Aprígio Veloso, 882, - Bairro Universitário, Campina Grande/PB, CEP 58429-900

REGISTRO DE PRESENÇA E ASSINATURAS

1. ATA DA DEFESA PARA CONCESSÃO DO GRAU DE DOUTOR EM CIÊNCIAS, NO DOMÍNIO DA ENGENHARIA ELÉTRICA, REALIZADA EM 17 DE MARÇO DE 2020 (Nº 312)

CANDIDATO(A): **NAYARA BRANDÃO DE FREITAS**. COMISSÃO EXAMINADORA: MONTIÊ ALVES VITORINO, D.Sc., UFCG, Presidente da Comissão, CURSINO BRANDÃO JACOBINA, Dr.Ing., UFCG, Orientador, NADY ROCHA, D.Sc., UFPB, FABRICIO BRADASCHIA, Dr., UFPE, MAURÍCIO BELTRÃO DE ROSSITER CORRÊA, D.Sc., UFCG. TÍTULO DA TESE: Sistemas de Conversão de Energia Multiníveis CA/CC/CA e CC/CA. ÁREA DE CONCENTRAÇÃO: Processamento da Energia. HORA DE INÍCIO: **14h30** – LOCAL: **Sala Virtual, em virtude da suspensão de atividades na UFCG decorrente do coronavírus**, e de conformidade com o Art. 8º da PORTARIA PRPG/GPR Nº 003, DE 18 DE MARÇO DE 2020). Em sessão pública, após exposição de cerca de 45 minutos, o(a) candidato(a) foi arguido(a) oralmente pelos membros da Comissão Examinadora, tendo demonstrado suficiência de conhecimento e capacidade de sistematização, no tema de sua tese, obtendo conceito APROVADO. Face à aprovação, declara o(a) presidente da Comissão, achar-se o examinado, legalmente habilitado a receber o Grau de Doutor em Ciências, no domínio da Engenharia Elétrica, cabendo a Universidade Federal de Campina Grande, como de direito, providenciar a expedição do Diploma, a que o(a) mesmo(a) faz jus. Na forma regulamentar, foi lavrada a presente ata, que é assinada por mim, ÂNGELA DE LOURDES RIBEIRO MATIAS, e os membros da Comissão Examinadora. Campina Grande, 17 de março de 2020.

ÂNGELA DE LOURDES RIBEIRO MATIAS
Secretária

MONTIÊ ALVES VITORINO, D.Sc., UFCG
Presidente da Comissão e Examinador Interno

CURSINO BRANDÃO JACOBINA, Dr.Ing., UFCG
Orientador

NADY ROCHA, D.Sc., UFPB
Examinador Externo

FABRICIO BRADASCHIA, Dr., UFPE
Examinador Externo

MAURÍCIO BELTRÃO DE ROSSITER CORRÊA, D.Sc., UFCG
Examinador Interno

NAYARA BRANDÃO DE FREITAS
Candidata

2 - APROVAÇÃO

2.1. Segue a presente Ata de Defesa de Tese de Doutorado da candidata **NAYARA BRANDÃO DE FREITAS**, assinada eletronicamente pela Comissão Examinadora acima identificada.

2.2. No caso de examinadores externos que não possuam credenciamento de usuário externo ativo no SEI, para igual assinatura eletrônica, os examinadores internos signatários **certificam** que os examinadores externos acima identificados participaram da defesa da tese e tomaram conhecimento do teor deste documento.



Documento assinado eletronicamente por **ANGELA DE LOURDES RIBEIRO MATIAS, SECRETÁRIO (A)**, em 06/07/2020, às 16:52, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 8º, caput, da [Portaria SEI nº 002, de 25 de outubro de 2018](#).



Documento assinado eletronicamente por **MONTIE ALVES VITORINO, PROFESSOR DO MAGISTERIO SUPERIOR**, em 07/07/2020, às 08:21, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 8º, caput, da [Portaria SEI nº 002, de 25 de outubro de 2018](#).



Documento assinado eletronicamente por **CURSINO BRANDAO JACOBINA, PROFESSOR DO MAGISTERIO SUPERIOR**, em 07/07/2020, às 10:15, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 8º, caput, da [Portaria SEI nº 002, de 25 de outubro de 2018](#).



Documento assinado eletronicamente por **Nayara Brandão de Freitas, Usuário Externo**, em 07/07/2020, às 15:21, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 8º, caput, da [Portaria SEI nº 002, de 25 de outubro de 2018](#).



Documento assinado eletronicamente por **Nady Rocha, Usuário Externo**, em 07/07/2020, às 16:30, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 8º, caput, da [Portaria SEI nº 002, de 25 de outubro de 2018](#).



Documento assinado eletronicamente por **MAURICIO BELTRAO DE ROSSITER CORREA, PROFESSOR DO MAGISTERIO SUPERIOR**, em 08/07/2020, às 11:28, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 8º, caput, da [Portaria SEI nº 002, de 25 de outubro de 2018](#).



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site <https://sei.ufcg.edu.br/autenticidade>, informando o código verificador **0890982** e o código CRC **136CB15A**.

Este trabalho é dedicado aos meus pais, Teresinha e João Antonio, e a minha avó, Lisete, por todo amor e cuidado. Também o dedico este trabalho a meus avós Abelardo e Conceição (in memoriam), que sempre viverão em meu coração.

Agradecimentos

Agradeço a Deus por todas as oportunidades a mim proporcionadas.

Agradeço ao professor Cursino pela excelente orientação e disponibilidade durante minha jornada desde o curso de graduação. Aos professores Fabrício Bradaschia, Maurício Corrêa, Montiê Vitorino e Nady Rocha por seus comentários e sugestões pertinentes na banca de avaliação deste trabalho.

Agradeço aos colegas e funcionários do Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamento de Máquinas (LEIAM) que, de forma direta ou indireta, contribuíram com este trabalho. Em especial, agradeço ao meu companheiro Louelson, pelo apoio em todos os momentos.

Por fim, agradeço ao CNPq e a COPELE, pelo suporte e financiamento.

*"I was taught that the way of progress is neither swift nor easy."
(Marie Curie)*

Resumo

Neste trabalho são propostas, caracterizadas e analisadas novas topologias e técnicas de controle de conversores multiníveis CA/CC/CA e CC/CA aplicados a sistemas de conversão e compensação de energia. São buscadas configurações com: 1) menores distorções harmônicas das tensões geradas; 2) menores perdas nos semicondutores; 3) menor estresse nos componentes; e 4) menor custo, no caso das configurações unidirecionais. Os conversores CA/CC/CA estudados fornecem tensão com baixa distorção harmônica e amplitude e fase constantes a uma carga consumindo uma corrente da rede elétrica senoidal e com alto fator de potência. Esses conversores podem ser utilizados em aplicações similares às que usam UPSs e UPQCs. São estudadas três categorias de conversores CA/CC/CA: 1) monofásicos/monofásicos unidirecionais; 2) monofásicos/monofásicos bidirecionais; e 3) monofásicos/trifásicos bidirecionais. Dois conversores CA/CC/CA monofásicos/monofásicos unidirecionais são propostos e um deles possui desempenho aproximado e menor custo que o convencional. Dois conversores CA/CC/CA monofásicos/monofásicos bidirecionais são propostos. Ambos podem ser utilizados para mitigar harmônicos e sobretensões na componente fundamental da tensão da rede elétrica. Para obter essa característica, uma configuração utiliza um transformador operando na frequência da rede elétrica, enquanto a outra utiliza uma ponte H. Comparadas às configurações convencionais, as propostas possuem menores perdas por chaveamento e maiores perdas por condução. Dois conversores CA/CC/CA monofásicos/trifásicos bidirecionais para aplicações nas quais as frequências da rede elétrica e da carga são iguais são estudados. Comparados ao conversor convencional e operando com a amplitude da tensão na carga igual a aproximadamente metade da amplitude da tensão da rede elétrica, eles reduzem as tensões e a potência processada pelas chaves, a distorção harmônica total com a mesma frequência de amostragem e as perdas por chaveamento e totais. Para os sistemas CC/CA, são estudados inversores multiníveis monofásicos com transformadores em cascata. A topologia proposta possui dois barramentos CC e dois braços compartilhados. A generalização do conversor e o cálculo dos parâmetros que maximizam o número de níveis gerados são apresentados. Comparado às configurações convencionais, a proposta tem mais níveis por transformador/braço quando as configurações têm o mesmo número de braços/transformadores e possui menores perdas por chaveamento e maiores perdas por condução. As topologias estudadas neste trabalho são comparadas utilizando critérios como quantidade e estresse nos componentes, distorção harmônica das tensões geradas, frequências de chaveamento das chaves e perdas nos semicondutores. Os limites de operação dos conversores são apresentados, bem como os sistemas de controle. Implementações experimentais foram utilizadas para comprovar a teoria apresentada e mostrar a viabilidade dos sistemas.

Palavras-chave: Controle de barramento CC, Conversores CA/CC/CA, Conversores CC/CA, PWM vetorial.

Abstract

This work consists of the study, characterization, and analysis of new topologies and control techniques of AC/DC/AC and DC/AC multilevel energy conversion systems. The main motivation is to find configurations with 1) lower voltage harmonic distortion; 2) lower semiconductor losses; 3) components with lower rating; and 4) lower cost, in the case of the unidirectional converters. The studied AC/DC/AC converters generate voltages with low harmonic distortions and constant amplitude and phase and keep the grid current sinusoidal and with high power factor. These converters can be utilized in UPS and UPQC applications. Considering the AC/DC/AC systems, three types of converters are studied: 1) single-phase to single-phase unidirectional; 2) single-phase to single-phase bidirectional; 3) single-phase to three-phase bidirectional. Two AC/DC/AC single-phase to single-phase unidirectional converters are proposed and one of them has similar performance and lower cost than the conventional one. Two AC/DC/AC single-phase to single-phase bidirectional converters are proposed. Both converters can be used to mitigate fundamental overvoltage and voltage harmonics at the grid. One converter accomplishes this using a line frequency transformer and the other using an H-bridge. Compared with the conventional configurations, the proposed ones have lower switching and higher conduction losses. Two AC/DC/AC single-phase to three-phase bidirectional are studied. They are more interesting for applications in which grid and load fundamental frequencies are the same. Compared with the conventional topologies and operating with the load voltage equal to approximately half the amplitude of the grid voltage, these converters decrease the voltages and the power processed by the switches, the total harmonic distortion with the same sampling frequency and the switching and total losses. Considering the DC/AC systems, multilevel single-phase inverters with cascaded transformers are studied. The proposed topology is a single-phase topology with two dc links and two shared legs. A generalized model of the topology is presented followed by the calculation of its parameters to maximize the number of equally spaced voltage levels. Compared with the conventional topologies, the proposed one has more levels per transformer/leg when the configurations have the same number of legs/transformers, and has lower switching and higher conduction losses. The AC/DC/AC and DC/AC configurations are analyzed and compared considering, for example, the number of dc links, dc-links voltages values, harmonic distortion of the generated voltages, and semiconductors conduction and switching losses. The regions of operation of the converters are presented. The control systems of the studied converters are presented and the control of the dc-links voltages is highlighted. Experimental results are provided to prove the theoretical results and the viability of the systems.

Keywords: AC/DC/AC converter, DC/AC converter, DC-link control, Space-Vector PWM.

Sumário

Resumo	viii
Abstract	ix
Sumário	x
Lista de ilustrações	xiii
Lista de tabelas	xx
Lista de abreviaturas e siglas	xxiii
Lista de símbolos	xxvi
1 Introdução geral	1
1.1 Apresentação do tema	1
1.2 Revisão bibliográfica	2
1.2.1 Conversores CA/CC/CA monofásicos/monofásicos bidirecionais	4
1.2.2 Conversores CA/CC/CA monofásicos/monofásicos unidirecionais	6
1.2.3 Conversores CA/CC/CA monofásicos/trifásicos	7
1.2.4 Inversores monofásicos baseados em transformadores em cascata	8
1.3 Objetivos	9
1.4 Contribuições	10
1.5 Produção científica	15
1.6 Organização do trabalho	16
2 Conversores CA/CC/CA monofásicos/monofásicos unidirecionais	18
2.1 Introdução	18
2.2 Modelo do sistema	19
2.3 Regiões de operação	21
2.4 Técnica PWM vetorial	25
2.5 Técnicas de regulação das tensões nos barramentos CC	30
2.6 Modelos do controle	32
2.6.1 Modelo do controle de corrente	32
2.6.2 Modelo do controle das tensões nos barramentos CC	32
2.7 Sistema de controle	33
2.8 Comparação das configurações	35
2.8.1 Distorção harmônica	36
2.8.2 Perdas nos semicondutores e frequências de chaveamento	37
2.9 Resultados de simulação e experimentais	38
2.9.1 Resultados de simulação	39
2.9.2 Resultados experimentais	44
2.10 Conclusões	44

3	Conversores CA/CC/CA	
	monofásicos/monofásicos bidirecionais com transformador	53
3.1	Introdução	53
3.2	Modelo do sistema	55
3.3	Regiões de operação	57
3.4	Análise do fluxo de potência	60
3.5	Técnicas PWM	62
	3.5.1 PWM híbrida	63
	3.5.2 PWM vetorial	64
3.6	Técnicas de regulação das tensões nos barramentos CC	65
3.7	Sistema de controle	67
3.8	Comparação das configurações	68
	3.8.1 Distorção harmônica	70
	3.8.2 Perdas nos semicondutores e frequências de chaveamento	71
3.9	Resultados de simulação e experimentais	73
	3.9.1 Resultados de simulação	74
	3.9.2 Resultados experimentais	77
3.10	Conclusões	77
4	Conversores CA/CC/CA	
	monofásicos/monofásicos bidirecionais com ponte H flutuante	82
4.1	Introdução	82
4.2	Modelo do sistema	83
4.3	Técnicas PWM	84
	4.3.1 PWM híbrida	85
	4.3.2 PWM vetorial	85
4.4	Análise do fluxo de potência	86
4.5	Especificações das tensões nos barramentos CC	90
4.6	Técnicas de regulação das tensões nos barramentos CC	92
	4.6.1 Regulação de v_{C_H}	92
	4.6.2 Regulação de v_{C_a}	92
4.7	Sistema de controle	93
4.8	Comparação das configurações	95
	4.8.1 Distorção harmônica	96
	4.8.2 Perdas nos semicondutores e frequências de chaveamento	98
	4.8.3 Comparação das configurações 4L, 6L, 6LT e 6LH	100
4.9	Resultados de simulação e experimentais	101
	4.9.1 Resultados de simulação	103
	4.9.2 Resultados experimentais	112
4.10	Conclusões	112

5	Conversores CA/CC/CA monofásicos/trifásicos	118
5.1	Introdução	118
5.2	Modelos dos sistemas	121
5.3	Técnicas PWM para a topologia 6LTL	123
5.3.1	PWM escalar	124
5.3.2	PWM híbrida	126
5.3.2.1	Caso $v_{h_a 0_a}^*$ e $v_{h_b 0_b}^*$ sejam definidas pela Tabela 5.1	128
5.3.2.2	Caso $v_{g_a 0_a}^*$ e $v_{g_b 0_b}^*$ sejam definidas pela Tabela 5.2	128
5.4	Técnica PWM vetorial para a topologia 6LTB	129
5.5	Análise do fluxo de potência	130
5.6	Sistemas de controle	133
5.7	Comparações das configurações	136
5.7.1	Distorções harmônicas	138
5.7.2	Perdas nos semicondutores e frequências de chaveamento	140
5.8	Resultados de simulação e experimentais	142
5.8.1	Resultados de simulação	143
5.8.2	Resultados experimentais	145
5.9	Conclusões	151
6	Inversores monofásicos baseados em transformadores em cascata	154
6.1	Introdução	154
6.2	Modelo do sistema	156
6.3	Cálculo dos parâmetros	157
6.4	Comparação geral das configurações	159
6.5	Técnica de modulação unidimensional (1-D)	163
6.6	Regulação do capacitor flutuante	164
6.7	Sistema de controle	166
6.8	Comparação das configurações com $N_{leg} = 6$	168
6.8.1	Estresse nos componentes	169
6.8.2	Tensões geradas e distorções harmônicas	170
6.8.3	Perdas nos semicondutores e frequências de chaveamento	172
6.9	Resultados de simulação e experimentais	174
6.10	Conclusões	176
7	Conclusões gerais e trabalhos futuros	182
7.1	Conclusões gerais	182
7.2	Trabalhos futuros	184
	Referências	186

Lista de ilustrações

Figura 1.1 – Configuração 3L.	5
Figura 1.2 – Configuração 4L.	5
Figura 1.3 – Configuração 6L.	6
Figura 1.4 – Configuração 5LTL.	7
Figura 1.5 – Configuração 4LTL.	8
Figura 1.6 – Configuração CTMI-Conv.	9
Figura 1.7 – Configuração CSL-1D.	10
Figura 1.8 – Configuração 6L1D.	11
Figura 1.9 – Configuração 6L2D.	11
Figura 1.10 – Configuração 6LT.	12
Figura 1.11 – Configuração 6LH.	13
Figura 1.12 – Configuração 6LTL.	14
Figura 1.13 – Configuração 6LTB e transformador utilizado.	14
Figura 1.14 – Configuração CSL-2D.	15
Figura 2.1 – Configuração 6L.	19
Figura 2.2 – Configuração 6L1D.	19
Figura 2.3 – Configuração 6L2D.	20
Figura 2.4 – Circuito equivalente das configurações 6L, 6L1D e 6L2D.	20
Figura 2.5 – Potências médias mínimas e máximas no barramento a (P_a) versus E_g para vários valores de $\cos \varphi$ e α - conversor 6L1D com $f_g = f_l$, $V_g^m = V_l^m = 1$ pu e $v_{C_t} = 1$ pu.	26
Figura 2.6 – Potências médias mínimas e máximas no barramento a (P_a) versus E_g para vários valores de $\cos \varphi$ e $\alpha = 0^\circ$ - conversor 6L1D com $f_g = f_l$, $V_g^m = 0,5$, $V_l^m = 0,5$ pu e $v_{C_t} = 1$ pu.	27
Figura 2.7 – Potências médias mínimas e máximas no barramento a (P_a) versus E_g para vários valores de $\cos \varphi$ e $\alpha = 0^\circ$ - conversor 6L1D com $f_g = f_l$, $V_l^m = 0,5$, $V_g^m = 0,5$ pu e $v_{C_t} = 1$ pu.	27
Figura 2.8 – Plano vetorial gerado pela configuração 6L com $v_{C_a} = v_{C_b} = E$	28
Figura 2.9 – Planos vetoriais gerados pelas configurações 6L1D e 6L2D com $v_{C_a} = v_{C_b} = E$	28
Figura 2.10 – Seleção do modo de operação da PWM das configurações 6L, 6L1D e 6L2D.	31
Figura 2.11 – Diagramas de potência e de controle das configurações 6L, 6L1D e 6L2D.	34
Figura 2.12 – Tensões geradas (as formas de onda são similares para as configurações 6L, 6L1D e 6L2D).	36

Figura 2.13—Simulação do controle das configurações 6L1D e 6L2D - caso 1 ($E_g = 110$ V(rms) e carga RL com resistência e indutância iguais a $R_l = 27 \Omega$ e $L_l = 21$ mH, respectivamente).	40
Figura 2.14—Simulação do controle das configurações 6L1D e 6L2D - caso 2 ($E_g = 126$ V(rms) e carga não linear).	41
Figura 2.15—Simulação do controle das configurações 6L1D e 6L2D - caso 3 (carga não linear e e_g composto por $E_g = 126$ V(rms) (amplitude da fundamental), 8% de harmônicos de terceira ordem, 5% de harmônicos de quinta ordem e 2% de harmônicos de sétima ordem).	42
Figura 2.16—Conteúdo harmônico das correntes i_g e i_l e das tensões v_l e e_g na simulação do controle das configurações 6L1D e 6L2D - caso 3 (carga não linear e e_g composto por $E_g = 126$ V(rms) (amplitude da fundamental), 8% de harmônicos de terceira ordem, 5% de harmônicos de quinta ordem e 2% de harmônicos de sétima ordem).	43
Figura 2.17—Simulação do controle da configuração 6L1D - caso 4 (variação na amplitude de E_g de 110 V(rms) para 126 V(rms) com mesma carga RL do caso 1).	45
Figura 2.18—Simulação do controle da configuração 6L2D - caso 4 (variação na amplitude de E_g de 110 V(rms) para 126 V(rms) com mesma carga RL do caso 1).	46
Figura 2.19—Plataforma experimental.	47
Figura 2.20—Resultados experimentais das configurações 6L, 6L1D e 6L2D com uma carga RL (e_g , v_g e v_l com 200 volts/divisão, i_l com 5 amperes/divisão, v_{C_a} e v_{C_b} com 100 volts/divisão e i_g com 5 amperes/divisão (coluna da esquerda) e 20 amperes/divisão (coluna da direita)).	48
Figura 2.21—Resultados experimentais das configurações 6L, 6L1D e 6L2D com uma carga não linear e sobretensão na tensão da rede elétrica (e_g , v_g e v_l com 200 volts/divisão, i_l com 10 amperes/divisão, v_{C_a} e v_{C_b} com 100 volts/divisão e i_g com 10 amperes/divisão (coluna da esquerda) e 20 amperes/divisão (coluna da direita)).	49
Figura 2.22—Resultados experimentais da configuração 6L durante uma variação de carga (i_g e i_l com 10 amperes/divisão e v_{C_a} e v_{C_b} com 100 volts/divisão).	50
Figura 2.23—Resultados experimentais da configuração 6L1D durante uma variação de carga (i_g e i_l com 10 amperes/divisão e v_{C_a} e v_{C_b} com 100 volts/divisão).	51
Figura 2.24—Resultados experimentais da configuração 6L2D durante uma variação de carga (i_g e i_l com 10 amperes/divisão e v_{C_a} e v_{C_b} com 100 volts/divisão).	52
Figura 3.1 – Configuração 4L.	54
Figura 3.2 – Configuração 6L.	54
Figura 3.3 – Configuração 6LT.	55

Figura 3.4 – Circuito equivalente da configuração 6LT.	56
Figura 3.5 – Potência média processada pelo transformador (P_T) e pelos braços do conversor (P_{conv}) versus E_g - configuração 6LT com $\eta = 1/2$ e $V_l = 1$ pu.	61
Figura 3.6 – Potência média processada pelo transformador (P_T) ou pelo conversor série ($P_{série}$) e pelo conversor do lado da carga ($P_{paralelo}$) versus E_g - configuração 4L com $\eta = 1/2$ e $V_l = 1$ pu.	62
Figura 3.7 – Plano vetorial gerado pela configuração 6L com $v_{C_b} = 2v_{C_a}$ e $v_{C_a} = E$	63
Figura 3.8 – Plano vetorial gerado pela configuração 6LT com $\eta = 1/2$, $v_{C_b} = 2v_{C_a}$ e $v_{C_a} = E$	64
Figura 3.9 – P_a versus E_g gerada pela configuração 6LT com a PWM vetorial com as redundâncias que minimizam a frequência média de operação do conversor ($v_{C_a}/v_{C_b} = 1/2$, $\eta = 1/2$ e $\alpha = 0$).	66
Figura 3.10–Plano vetorial gerado pela configuração 6LT com $\eta = 1/2$, $v_{C_b} = 2v_{C_a}$ e $v_{C_a} = E$ - representação dos vetores próximos e distantes para dado \mathbf{v}^*	67
Figura 3.11–Diagramas de potência e de controle da configuração 6LT.	68
Figura 3.12–Tensões geradas pelas configurações 4L, 6L e 6LT e seus valores de referência.	70
Figura 3.13–Simulação do controle da configuração 6LT com a PWM vetorial - casos 1 (tensão da rede elétrica com valor nominal) e 4 (tensão da rede elétrica com harmônicos de 3 ^a e 5 ^a ordem).	75
Figura 3.14–Simulação do controle da configuração 6LT com a PWM vetorial - casos 2 (sobretensão na tensão da rede elétrica) e 3 (afundamento na tensão da rede elétrica).	76
Figura 3.15–Simulação do controle da configuração 6LT com a PWM vetorial - sobretensão de 27% na amplitude de E_g (E_g passa do caso 1 para o caso 2).	78
Figura 3.16–Simulação do controle da configuração 6LT com a PWM vetorial - afundamento de 21% na amplitude de E_g (E_g passa do caso 1 para o caso 3).	79
Figura 3.17–Resultados experimentais da configuração 6LT com a PWM vetorial - casos 1, 2 e 3 (v_g , v_l e e_g com 200 volts/divisão, v_{C_a} e v_{C_b} com 50 volts/divisão, i_g com 20 amperes/divisão e i_l com 10 amperes/divisão).	80
Figura 3.18–Resultados experimentais da configuração 6LT com a PWM vetorial durante uma variação de carga (v_{C_a} e v_{C_b} com 100 volts/divisão, v_l com 200 volts/divisão e i_l com 10 amperes/divisão).	81
Figura 4.1 – Configuração 6LH.	83
Figura 4.2 – Circuito equivalente da configuração 6LH.	84
Figura 4.3 – Plano vetorial gerado pela configuração 6LH com $v_{C_b} = 2v_{C_a} = 4v_{C_H}$ e $v_{C_H} = E$ (caso I).	86

Figura 4.4 – Plano vetorial gerado pela configuração 6LH com $v_{C_b} = 2v_{C_a} = 2v_{C_H}$ e $v_{C_H} = E$ (caso II).	86
Figura 4.5 – Potências médias P_H e P_a processadas pelos barramentos H e a , respectivamente, versus E_g - configuração 6LH com $v_{C_b} = 2v_{C_a} = 4v_{C_H}$ (caso I), $v_{C_a} + v_{C_b} = 1$ pu, $V_l = 1$ pu e carga com fator de potência unitário. À esquerda, a técnica PWM utilizada maximiza P_a e minimiza P_H . À direita, a técnica PWM utilizada minimiza P_a e P_H .	88
Figura 4.6 – Potências médias P_H e P_a processadas pelos barramentos H e a , respectivamente, versus E_g - configuração 6LH com $v_{C_b} = 2v_{C_a} = 2v_{C_H}$ (caso II), $v_{C_a} + v_{C_b} = 1$ pu, $V_l = 1$ pu e carga com fator de potência unitário. À esquerda, a técnica PWM utilizada maximiza P_a e minimiza P_H . À direita, a técnica PWM utilizada minimiza P_a e P_H .	89
Figura 4.7 – Diagramas de potência e de controle da configuração 6LH.	94
Figura 4.8 – Tensões geradas pelas configurações 6L e 6LH e seus valores de referência para o caso I.	97
Figura 4.9 – Tensões geradas pelas configurações 6L e 6LH e seus valores de referência para o caso II.	98
Figura 4.10 – Simulação do controle da configuração 6LH - caso 1 (afundamento na tensão da rede elétrica). A PWM híbrida está à esquerda e a PWM vetorial está à direita.	104
Figura 4.11 – Simulação do controle da configuração 6LH - caso 2 (sobretensão na tensão da rede elétrica). A PWM híbrida está à esquerda e a PWM vetorial está à direita.	105
Figura 4.12 – Simulação do controle da configuração 6LH - caso 3 (tensão da rede elétrica com valor nominal). A PWM híbrida está à esquerda e a PWM vetorial está à direita.	106
Figura 4.13 – Simulação do controle da configuração 6LH - caso 4 (tensão da rede elétrica com harmônicos de 3 ^a , 5 ^a e 7 ^a ordem). A PWM híbrida está à esquerda e a PWM vetorial está à direita.	107
Figura 4.14 – Simulação do controle da configuração 6LH usando a PWM híbrida - afundamento de 27,3% na amplitude de E_g (E_g passa do caso 3 para o caso 1).	108
Figura 4.15 – Simulação do controle da configuração 6LH usando a PWM vetorial - afundamento de 27,3% na amplitude de E_g (E_g passa do caso 3 para o caso 1).	109
Figura 4.16 – Simulação do controle da configuração 6LH usando a PWM híbrida - sobretensão de 13,6% na amplitude de E_g (E_g passa do caso 3 para o caso 2).	110

Figura 4.17–Simulação do controle da configuração 6LH usando a PWM vetorial - sobretensão de 13,6% na amplitude de E_g (E_g passa do caso 3 para o caso 2).	111
Figura 4.18–Simulação do controle da configuração 6LH usando a PWM híbrida - variação de carga na qual a amplitude da corrente na carga aumenta 60,4% em relação ao seu valor inicial ($E_g = 110$ V(rms)).	113
Figura 4.19–Simulação do controle da configuração 6LH usando a PWM vetorial - variação de carga na qual a amplitude da corrente na carga aumenta 60,4% em relação ao seu valor inicial ($E_g = 110$ V(rms)).	114
Figura 4.20–Resultados experimentais da configuração 6LH com a PWM híbrida - caso 1 (e_g , v_g e v_l com 200 volts/divisão, v_{C_a} , v_{C_b} e v_{C_H} com 50 volts/divisão, i_l com 10 amperes/divisão e i_g com 50 amperes/divisão (imagem de cima) e 10 amperes/divisão (imagem do meio)).	115
Figura 4.21–Resultados experimentais da configuração 6LH com a PWM híbrida - caso 2 (e_g , v_g e v_l com 200 volts/divisão, v_{C_a} , v_{C_b} e v_{C_H} com 50 volts/divisão, i_l com 10 amperes/divisão e i_g com 20 amperes/divisão (imagem de cima) e 10 amperes/divisão (imagem do meio)).	116
Figura 5.1 – Configuração 6LTL.	119
Figura 5.2 – Configuração 6LTB e transformador utilizado.	119
Figura 5.3 – Configuração 4LTL.	120
Figura 5.4 – Circuito equivalente da configuração 6LTL.	121
Figura 5.5 – Circuito equivalente da configuração 6LTB.	122
Figura 5.6 – Planos vetoriais $v_{l_1} \times v_g$, $v_{l_2} \times v_g$ e $v_{l_3} \times v_g$ gerados pela configuração 6LTL com $v_{C_a} = v_{C_b} = E$	124
Figura 5.7 – Implementação da PWM híbrida da configuração 6LTL.	127
Figura 5.8 – Planos vetoriais $v_{l_1} \times v_{g_1}$ e $v_{l_2} \times v_{g_2}$ gerados pela configuração 6LTB com $v_{C_a} = v_{C_b} = E$	129
Figura 5.9 – Potências médias mínimas e máximas no barramento a (P_a) versus E_g para vários valores de $\cos \varphi$ e θ - conversor 6LTL com $v_{C_a} = v_{C_b} = 0,6$ pu, $v_g = 1/\theta \pm 20\%$ pu, $v_{l_1} = 0,5/0^\circ$ pu, $v_{l_2} = 0,5/-120^\circ$ pu.	132
Figura 5.10–Visão geral do controle da configuração 6LTL.	134
Figura 5.11–Bloco <i>Modo PWM</i>	135
Figura 5.12–Bloco <i>Estratégia PWM</i>	136
Figura 5.13–Visão geral do controle da configuração 6LTB.	137
Figura 5.14–Tensões geradas pela configuração 4LTL.	138
Figura 5.15–Tensões geradas pela configuração 6LTB.	138
Figura 5.16–Tensões geradas pela configuração 6LTL.	139
Figura 5.17–WTHD de v_g (%) versus μ_{xg} para a configuração 6LTL operando com a PWM híbrida.	140

Figura 5.18–Efeito de μ_{xg} em v_{gab} quando $v_{gab}^* = v_C/2$ ($v_C = v_{C_a} = v_{C_b}$) para a configuração 6LTL.	141
Figura 5.19–Simulação do controle da configuração 6LTB - caso 1.	144
Figura 5.20–Simulação do controle da configuração 6LTL - casos 1 e 2.	146
Figura 5.21–Simulação do controle da configuração 6LTL - afundamento de 15% na amplitude de E_g com os mesmos parâmetros do caso 1.	147
Figura 5.22–Simulação do controle da configuração 6LTB - afundamento de 15% na amplitude de E_g com os mesmos parâmetros do caso 1.	148
Figura 5.23–Simulação do controle da configuração 6LTL - variação de carga na qual a amplitude da corrente na carga aumenta 42% em relação ao seu valor no caso 1.	149
Figura 5.24–Simulação do controle da configuração 6LTB - variação de carga na qual a amplitude da corrente na carga aumenta 42% em relação ao seu valor no caso 1.	150
Figura 5.25–Resultados experimentais da configuração 6LTB - caso 1 (e_g, v_{g1}, v_{g2} e v_{l3} com 100 volts/divisão, i_g, i_{g1} e i_{g2} com 10 amperes/divisão, e_{g1} e e_{g2} com 50 volts/divisão, i_{l1}, i_{l2} e i_{l3} com 2 amperes/divisão e v_{C_a} e v_{C_b} com 50 volts/divisão).	151
Figura 5.26–Resultados experimentais da configuração 6LTL - caso 1 (e_g, v_g e v_{l3} com 100 volts/divisão, i_g com 10 amperes/divisão, i_{l1}, i_{l2} e i_{l3} com 2 amperes/divisão e v_{C_a} e v_{C_b} com 50 volts/divisão).	152
Figura 5.27–Resultados experimentais da configuração 6LTL - caso 2 (e_g, v_g e v_{l3} com 100 volts/divisão, i_g com 20 amperes/divisão, i_{l1}, i_{l2} e i_{l3} com 5 amperes/divisão e v_{C_a} e v_{C_b} com 50 volts/divisão).	153
Figura 6.1 – Configuração CTMI-Conv.	155
Figura 6.2 – Configuração CSL-1D.	155
Figura 6.3 – Configuração CSL-2D.	156
Figura 6.4 – Geração de níveis do CSL-2D com $N_{leg} = 6$ para o projeto de relações de espiras e de relação de tensão nos barramentos CC que maximiza N_{lvl}	160
Figura 6.5 – N_{lvl}/N_{trf} versus N_{leg} (parte superior esquerda), N_{lvl}/N_{leg} versus N_{trf} (parte superior direita), V_{rat}/N_{trf} versus N_{leg} (parte inferior esquerda) e V_{rat}/N_{leg} versus N_{trf} (parte inferior direita).	162
Figura 6.6 – Representação dos 24 níveis positivos de tensão e o nível zero gerados pelo CSL-2D com $N_{leg} = 6$ e $N_{lvl} = 49$ ($v_l \geq 0$).	163
Figura 6.7 – Potência média do barramento b (P_b) versus m_a - CSL-2D com $N_{leg} = 6$ e $N_{lvl} = 49$	165
Figura 6.8 – Diagramas de potência e de controle do CSL-2D.	166
Figura 6.9 – Seleção do modo de operação da PWM do CSL-2D.	167

Figura 6.10–Tensões sintetizadas pelo CSL-1D (63 níveis) e o CTMI-Conv (27 níveis) usando os parâmetros na Tabela 6.3.	171
Figura 6.11–Tensões sintetizadas pelo CSL-2D (49, 43 e 37 níveis) usando os parâmetros na Tabela 6.3.	171
Figura 6.12–WTHD de v_l (%) versus m_a quando $f_s = 10,02$ kHz (N_{lvl} é o número máximo de níveis de tensão gerados quando $m_a = 1$).	172
Figura 6.13–Plataforma experimental.	176
Figura 6.14–Simulação do CSL-2D com $N_{leg} = 6$, $N_{lvl} = 49$, $m_a = 0,919$ e carga do caso 1. (a) Inicialização. (b) Tensão v_l	177
Figura 6.15–Resultados experimentais do CSL-2D com $N_{leg} = 6$ e $N_{lvl} = 49$, $m_a = 0,919$ e carga do caso 1. (a) Inicialização (v_{C_a} com 100 volts/divisão, v_{C_b} com 60 volts/divisão, v_l com 200 volts/divisão e i_l com 10 amperes/divisão). (b) Tensão v_l (v_l com 50 volts/divisão).	177
Figura 6.16–Simulações do CSL-2D com $N_{leg} = 6$, $N_{lvl} = 49$ e $m_a = 0,919$. Caso 1: Carga RL com $\cos \varphi = 0,99$; Caso 2: Carga RL com $\cos \varphi = 0,404$; Caso 3: carga não linear; Caso 4: variação de carga.	178
Figura 6.17–Resultados experimentais do CSL-2D com $N_{leg} = 6$, $N_{lvl} = 49$ e $m_a = 0,919$ (v_{C_a} e v_{C_b} com 100 volts/divisão, v_l com 200 volts/divisão e i_l com 10 amperes/divisão). Caso 1: Carga RL com $\cos \varphi = 0,99$; Caso 2: Carga RL com $\cos \varphi = 0,404$; Caso 3: carga não linear; Caso 4: variação de carga.	179
Figura 6.18–Simulações do CSL-2D com $N_{leg} = 6$, $N_{lvl} = 49$ e carga do caso 1 com baixo índice de modulação.	180
Figura 6.19–Resultados experimentais do CSL-2D com $N_{leg} = 6$, $N_{lvl} = 49$ e carga do caso 1 com baixo índice de modulação (v_{C_a} e v_{C_b} com 100 volts/divisão, v_l com 200 volts/divisão e i_l com 10 amperes/divisão).	181

Lista de tabelas

Tabela 2.1 – Regiões de operação das configurações 6L, 6L1D e 6L2D	24
Tabela 2.2 – Valores de i_{C_a} para o vetor $\mathbf{v} = E + jE$ (configuração 6L com $v_{C_a} = v_{C_b} = E$)	31
Tabela 2.3 – Parâmetros utilizados na comparação das configurações 6L, 6L1D e 6L2D	35
Tabela 2.4 – WTHDs das tensões (%) geradas pelas configurações 6L, 6L1D e 6L2D	37
Tabela 2.5 – Perdas nos semicondutores e eficiência das configurações 6L, 6L1D e 6L2D	38
Tabela 2.6 – Frequências médias de chaveamento das chaves e diodos das configurações 6L, 6L1D e 6L2D (kHz)	38
Tabela 2.7 – Parâmetros usados nas simulações e nos experimentos das configurações 6L1D e 6L2D	39
Tabela 3.1 – Regiões de operação das configurações 4L, 6L e 6LT ($v_{C_t} = 1$ pu e $\alpha = 0^\circ$)	58
Tabela 3.2 – Regiões de operação das configurações 4L, 6L e 6LT com $V_g = V_l = 1$ pu (4L e 6LT operam com $\eta = 1/2$)	59
Tabela 3.3 – Parâmetros utilizados na comparação das configurações 4L, 6L e 6LT .	69
Tabela 3.4 – WTHD das tensões (%) geradas pelas configurações 4L, 6L e 6LT . . .	71
Tabela 3.5 – Perdas nos semicondutores das configurações 4L, 6L e 6LT com WTHD média igual a 0,156%, normalizadas em relação a P_l , e respectivo valor de f_s	71
Tabela 3.6 – Frequências médias de chaveamento dos semicondutores das configurações 4L, 6L e 6LT (kHz) com WTHD média igual a 0,156%	72
Tabela 3.7 – Parâmetros usados nas simulações e nos experimentos da configuração 6LT com a PWM vetorial	74
Tabela 4.1 – Características de operação da configuração 6LH de acordo com a combinação de tensão nos barramentos CC*	91
Tabela 4.2 – Parâmetros utilizados na comparação das configurações 6L e 6LH . . .	96
Tabela 4.3 – WTHD das tensões (%) geradas pelas configurações 6L e 6LH no caso I	97
Tabela 4.4 – WTHD das tensões (%) geradas pelas configurações 6L e 6LH no caso II	97
Tabela 4.5 – Perdas nos semicondutores das configurações 6L e 6LH com WTHD média igual a 0,116%, normalizadas em relação a P_l , e respectivo valor de f_s no caso I	99
Tabela 4.6 – Perdas nos semicondutores das configurações 6L e 6LH com WTHD média igual a 0,116%, normalizadas em relação a P_l , e respectivo valor de f_s no caso II	99

Tabela 4.7 – Frequências médias de chaveamento dos semicondutores das configurações 6L e 6LH (kHz) com WTHD média igual a 0,116% no caso I	100
Tabela 4.8 – Frequências médias de chaveamento dos semicondutores das configurações 6L e 6LH (kHz) com WTHD média igual a 0,116% no caso II	100
Tabela 4.9 – Parâmetros utilizados na comparação das configurações 4L, 6L, 6LT e 6LH	101
Tabela 4.10 – Perdas nos semicondutores das configurações 4L, 6L, 6LT e 6LH com WTHD média igual a 0,116%, normalizadas em relação a P_l , e respectivo valor de f_s	102
Tabela 4.11 – Frequências médias de chaveamento dos semicondutores das configurações 4L, 6L, 6LT e 6LH (kHz) com WTHD média igual a 0,116% . . .	102
Tabela 4.12 – Parâmetros usados nas simulações e nos experimentos da configuração 6LH	103
Tabela 5.1 – PWM híbrida (parte 1) da configuração 6LTL	128
Tabela 5.2 – PWM híbrida (parte 2) da configuração 6LTL	128
Tabela 5.3 – Parâmetros utilizados na comparação das configurações 4LTL, 6LTL e 6LTB	137
Tabela 5.4 – WTHDs das tensões geradas (%) pelas configurações 4LTL, 6LTB e 6LTL	139
Tabela 5.5 – Perdas nos semicondutores das configurações 4LTL, 6LTB e 6LTL operando com a mesma frequência de amostragem, normalizadas em relação a P_l	141
Tabela 5.6 – Frequências médias de chaveamento dos semicondutores da configuração 4LTL (kHz)	142
Tabela 5.7 – Frequências médias de chaveamento dos semicondutores das configurações 6LTL e 6LTB (kHz)	142
Tabela 5.8 – Perdas nos semicondutores das configurações 4LTL, 6LTB e 6LTL operando com a mesma WTHD média, normalizadas em relação a P_l .	142
Tabela 5.9 – Parâmetros utilizados nas simulações e nos experimentos das configurações 6LTL e 6LTB	143
Tabela 6.1 – Parâmetros das configurações	161
Tabela 6.2 – Estresse de tensão (V_{rat}) e de corrente (I_{rat}) nas chaves semicondutoras, normalizados em relação a i_l e V_{lmax} , respectivamente	162
Tabela 6.3 – Parâmetros do sistema usados nas análises	168
Tabela 6.4 – Parâmetros das configurações usados nas análises	168
Tabela 6.5 – Estresse de tensão nas chaves de cada braço (%), normalizado em relação a V_{lmax}	169

Tabela 6.6 – Estresse de corrente nas chaves de cada braço (%), normalizado em relação a i_l (o CSL-2D opera com $N_{lvt} = 49, 43$ e 37)	170
Tabela 6.7 – Perdas das configurações com a WTHD de v_l igual a $0,0149\%$, normalizadas em relação a P_l - operação com $m_a = 1$ e sem capacitor flutuante	173
Tabela 6.8 – Frequências médias de chaveamento dos semicondutores e de amostragem das configurações (kHz) com a WTHD de v_l igual a $0,0149\%$ - operação com $m_a = 1$ e sem capacitor flutuante	173
Tabela 6.9 – Perdas do CSL-2D com a WTHD de v_l igual a $0,0149\%$, normalizados em relação a P_l - operação com a potência média no barramento b igual a zero	174
Tabela 6.10 – Frequências médias de chaveamento dos semicondutores e de amostragem do CSL-2D (kHz) com a WTHD de v_l igual a $0,0149\%$ - operação com a potência média no barramento b igual a zero	174
Tabela 6.11 – Parâmetros usados nas simulações e nos experimentos do CSL-2D . . .	175

Lista de abreviaturas e siglas

- 3L - Configuração CA/CC/CA monofásica/monofásica bidirecional com três braços controlados e um barramento capacitivo.
- 4L - Configuração CA/CC/CA monofásica/monofásica bidirecional com quatro braços controlados, um barramento capacitivo e um transformador operando na frequência da rede elétrica.
- 4LTL - Configuração CA/CC/CA monofásica/trifásica bidirecional com quatro braços controlados e um barramento capacitivo.
- 5LTL - Configuração CA/CC/CA monofásica/trifásica bidirecional com cinco braços controlados e um barramento capacitivo.
- 6L - Configuração CA/CC/CA monofásica/monofásica bidirecional com seis braços controlados e dois barramentos capacitivos.
- 6L1D - Configuração CA/CC/CA monofásica/monofásica unidirecional composta por um braço não controlado (composto apenas por diodos), cinco braços controlados e um barramento capacitivo.
- 6L2D - Configuração CA/CC/CA monofásica/monofásica unidirecional composta por dois braços não controlados (compostos apenas por diodos), quatro braços controlados e um barramento capacitivo.
- 6LH - Configuração CA/CC/CA monofásica/trifásica bidirecional composta por uma ponte H e um conversor 6L.
- 6LT - Configuração CA/CC/CA monofásica/monofásica bidirecional composta por um transformador operando na frequência da rede elétrica e um conversor 6L.

- 6LTB - Configuração CA/CC/CA monofásica/trifásica bidirecional com seis braços controlados, dois barramentos capacitivos e um transformador operando na frequência da rede elétrica.
- 6LTL - Configuração CA/CC/CA monofásica/trifásica bidirecional com seis braços controlados e dois barramentos capacitivos.
- APF - Filtro Ativo de Potência ou *Active Power Filter*.
- CA - Corrente Alternada.
- CC - Corrente Contínua.
- CHB - Ponte H em Cascata ou *Cascaded H-bridge*.
- Conversor a - Conversor cujos braços estão conectados ao barramento a (tensão v_{C_a}).
- Conversor b - Conversor cujos braços estão conectados ao barramento b (tensão v_{C_b}).
- CSC - Conversor Fonte de Corrente ou *Current Source Converter*.
- CSL-1D - Conversor do tipo CTMI com um braço compartilhado e um barramento CC.
- CSL-2D - Conversor do tipo CTMI com dois braços compartilhados e dois barramentos CC.
- CTMI - *Cascaded Transformers Multilevel Inverter*.
- CTMI-Conv - Conversor do tipo CTMI convencional.
- DSP - Processador Digital de Sinais ou *Digital Signal Processor*.
- DVR - Restaurador Dinâmico de Tensão ou *Dynamic Voltage Restorer*.
- ECCE 2017 - *Ninth Annual IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*.
- FC - *Flying Capacitor*.

IGBT	- <i>Insulated Gate Bipolar Transistor.</i>
LEIAM	- Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamento de Máquinas.
LS	- <i>Level-Shifted.</i>
NPC	- <i>Neutral-Point Clamped.</i>
PI	- Controlador Proporcional-Integral.
PMSG	- Gerador Síncrono à Imã Permanente ou <i>Permanent-Magnet Synchronous Generator.</i>
PS	- <i>Phase-Shifted.</i>
PWM	- Modulação por Largura de Pulso ou <i>Pulse Width Modulation.</i>
RL	- Carga Resistiva Indutiva.
UPQC	- Condicionador de Qualidade de Energia Unificado ou <i>Unified Power Quality Conditioner.</i>
UPS	- Fonte de Alimentação Ininterrupta ou <i>Uninterruptible Power Supply.</i>
VSC	- Conversor Fonte de Tensão ou <i>Voltage Source Converter.</i>
WBG	- <i>Wide Bandgap.</i>
WTHD	- Distorção Harmônica Total Ponderada ou <i>Weighted Total Harmonic Distortion.</i>

Lista de símbolos

*	– Como sobrescrito, define uma variável de referência.
$\cos \varphi$	– Fator de potência da carga RL.
$\cos \phi$	– Fator de potência visto pela rede elétrica.
\uparrow	– Significa aumento na tensão em dado barramento CC.
\downarrow	– Significa diminuição na tensão em dado barramento CC.
$\Delta V_{C_m}(s)$	– Pequena variação de v_{C_m} .
$\Delta I_g(s)$	– Pequena variação de I_g .
α	– Ângulo entre v_g e v_l .
γ_1	– Amplitude do componente fundamental da tensão cuja WTHD está sendo calculada.
γ_h	– Amplitude do componente harmônico de ordem h da tensão cuja WTHD está sendo calculada.
η	– Relação de espiras do transformador das configurações 6LT e 4L.
η_p	– Número de espiras no lado primário do transformador das configurações 6LT e 4L. Para a configuração CSL-2D, representa o número de espiras no lado do primário de todos os transformadores.

- η_s – Número de espiras no lado secundário do transformador das configurações 6LT e 4L. Para a configuração CSL-2D, representa uma variável auxiliar do modelo do sistema, onde $\eta_s = \sum_{k=1}^K \eta_k$.
- μ_{x_1} – Parâmetro utilizado pela PWM híbrida da configuração 6LH.
- μ'_{x_1} – Variável auxiliar utilizada pela PWM híbrida no controle da configuração 6LH.
- θ – Ângulo de v_g tendo v_{l_1} como referência (i.e., a fase de v_{l_1} é 0°) para as configurações 4LTL, 6LTL e 6LTB.
- μ_{ha}, μ_{hb} e μ_{xg} – Parâmetros utilizados pela PWM da configuração 6LTL.
- μ – Parâmetro utilizado pela PWM vetorial da configuração 6LTB.
- φ – Ângulo do fator de potência da carga RL.
- ϕ_1 e ϕ_2 – Ângulos entre v_{g_1} e i_{g_1} e v_{g_2} e i_{g_2} , respectivamente.
- μ_x – Parâmetro utilizado na regulação da tensão no barramento a da configuração 6LTL.
- $\Delta_{v_{Ca1}}$ – Banda de histerese utilizada para selecionar a técnica PWM da configuração 6LTL.
- $\Delta_{v_{Ca2}}$ – Banda de histerese utilizada para selecionar o valor de μ_x da configuração 6LTL.
- μ_g – Parâmetro utilizado pela PWM da configuração 4LTL.
- η_k – Relação de espiras do transformador T_k das configurações CTMI-Conv, CSL-1D e CSL-2D.
- η_{k_s} – Número de espiras no lado do secundário do transformador T_k da configuração CSL-2D.
- 0_u – Ponto médio do barramento CC u .

- C – Capacitância de dado barramento.
- C_a – Capacitância do barramento a .
- C_b – Capacitância do barramento b .
- C_H – Capacitância do barramento H da configuração 6LH.
- d_{w_u} – Estado do diodo superior do braço w_u .
- \bar{d}_{w_u} – Estado do diodo inferior do braço w_u .
- e_g – Tensão da rede elétrica monofásica.
- E_g – Amplitude da fundamental de e_g .
- E – Valor da tensão no barramento CC a das configurações 6L, 6L1D, 6L2D, 6LT, 6LTL e 6LTB. Para a configuração 6LH, é o valor da tensão no barramento CC H .
- $E_f(\%)$ – Eficiência dos sistemas de conversão.
- e_{g1} e e_{g2} – Tensões com mesma fase e metade da amplitude de e_g .
- $E_{v_{C_a}}$ – Erro de v_{C_a} . É igual a $v_{C_a}^* - v_{C_a}$.
- f_g – Frequência fundamental da tensão da rede elétrica.
- f_l – Frequência fundamental da tensão na carga monofásica.
- f_s – Frequência de amostragem da PWM.
- f_{w_u} – Frequência média das chaves ou diodos do braço w do conversor u .
- f_x, f_y, f_h e f_z – Frequência média das chaves dos braços x, y, h e z , respectivamente, da configuração 4L.
- f_a e f_b – Frequências médias dos conversores a e b , respectivamente.

- f_H – Frequência média da ponte H que compõe a configuração 6LH.
- $f_{q_g}, f_{q_1}, f_{q_2}$ e f_{q_3} – Frequências médias das chaves dos braços $g, 1, 2$ e 3 , respectivamente, da configuração 4LTL.
- f_{mean} – Frequência média de chaveamento de uma dada configuração.
- g – Variável auxiliar para o cálculo dos parâmetros da configuração CSL-2D.
- i_g – Corrente da rede elétrica.
- i_l – Corrente da carga monofásica.
- i_h – Corrente entrando no braço h_a das configurações 6L, 6L1D, 6L2D, 6LT e 6LH.
- i_{C_a} – Valor instantâneo da corrente no barramento a .
- $I_g(s)$ – Transformada de Laplace de i_g .
- i'_l – Corrente entrando no braço l_b da configuração 6LT.
- I_g – Amplitude de i_g .
- $i_{C_{a,g}}$ – Parte de i_{C_a} gerada por i_g .
- $i_{C_{a,l}}$ – Parte de i_{C_a} gerada por i_l .
- $i_{C_{a,h}}$ – Parte de i_{C_a} gerada por i_h .
- i_{l_1}, i_{l_2} e i_{l_3} – Correntes nas fases 1, 2, 3 da carga trifásica, respectivamente.
- i_{g_1} e i_{g_2} – Correntes na entrada da configuração 6LTB.
- I_{g_1} e I_{g_2} – Amplitudes de i_{g_1} e i_{g_2} , respectivamente.
- i_{w_n} – Corrente saindo do braço w_n .

I_{rat}	– Estresse de corrente nas chaves semicondutoras.
k	– Ponteiro que representa cada transformador das configurações CTMI-Conv, CSL-1D e CSL-2D.
K	– Número de transformadores das configurações CTMI-Conv, CSL-1D e CSL-2D.
L_g	– Indutância da rede elétrica.
L_l	– Indutância da carga monofásica.
M_{swell}	– Máxima sobretensão na tensão da rede elétrica que dada configuração suporta.
M_{sag}	– Máximo afundamento na tensão da rede elétrica que dada configuração suporta.
M_{harm}	– Máxima quantidade de harmônicos na tensão da rede elétrica que dada configuração suporta.
m_a	– Índice de modulação.
n_w	– Número binário $\{q_{w_a}, q_{w_b}\}$ (com a exceção de n_g para as configurações 6L1D e 6L2D, onde ele representa $\{d_{g_a}, q_{g_b}\}$ e $\{d_{g_a}, d_{g_b}\}$, respectivamente) convertido para decimal.
N_h	– Número de harmônicos considerados no cálculo da WTHD.
N_{lvl_g}	– Máximo número de níveis de tensão utilizados para sintetizar v_g durante a operação nominal de dada configuração.
N_{lvl_l}	– Máximo número de níveis de tensão utilizados para sintetizar v_l durante a operação nominal de dada configuração.
n_a	– Número binário $\{q_{g_a}, q_{l_a}, q_{h_a}\}$ convertido para decimal. Para a configuração CSL-2D, representa o número binário $\{q_{1_a}, q_{2_a}, q_{s_a}\}$ convertido para decimal.

n_b	– Número binário $\{q_{g_b}, q_{l_b}, q_{h_b}\}$ convertido para decimal. Para a configuração CSL-2D, representa o número binário $\{q_{1_b}, q_{2_b}, q_{s_b}\}$ convertido para decimal.
n_H	– Número binário $\{q_{1_H}, q_{2_H}\}$ convertido para decimal.
$N_{lvl_{g_o}}$	– Máximo número de níveis de tensão utilizados para sintetizar v_g por dada configuração durante uma sobretensão.
$N_{lvl_{l_o}}$	– Máximo número de níveis de tensão utilizados para sintetizar v_l por dada configuração durante uma sobretensão.
N_{leg}	– Número de braços de uma dada configuração.
N_{trf}	– Número de transformadores de uma dada configuração.
N_{lvl}	– Número máximo de níveis de tensão igualmente espaçados (considerando $m_a = 1$) que podem ser gerados pelas configurações CTMI-Conv, CSL-1D e CSL-2D com parâmetros específicos.
n	– Número inteiro tal que $n \geq 1$.
p_{in}	– Potência instantânea na entrada do sistema.
p_{out}	– Potência instantânea na saída do sistema.
p_a	– Potência instantânea do barramento a .
p_b	– Potência instantânea do barramento b .
P_a	– Potência média do barramento a .
P_l	– Potência de saída na carga.
P_{cd}	– Perdas por condução nos semicondutores.
P_{sw}	– Perdas por chaveamento nos semicondutores.

P_{to}	– Perdas totais nos semicondutores.
p_T	– Potência instantânea processada nos transformadores das configurações 6LT e 4L.
$p_{in_{conv}}$	– Valor instantâneo da potência na entrada dos braços da configuração 6LT.
$p_{out_{conv}}$	– Valor instantâneo da potência na saída dos braços da configuração 6LT.
P_T	– Potência média processada pelos transformadores das configurações 6LT e 4L.
P_{conv}	– Potência média processada pelos braços da configuração 6LT.
$P_{in_{conv}}$	– Valor médio de $p_{in_{conv}}$.
$P_{out_{conv}}$	– Valor médio de $p_{out_{conv}}$.
P_{in}	– Potência média na entrada do sistema.
P_{out}	– Potência média na saída do sistema.
$p_{série}$	– Potência instantânea processada pelo conversor série da configuração 4L.
$p_{paralelo}$	– Potência instantânea processada pelo conversor paralelo da configuração 4L.
$P_{série}$	– Potência média processada pelo conversor série da configuração 4L.
$P_{paralelo}$	– Potência média processada pelo conversor paralelo da configuração 4L.
PWM_{C_a}	– Variável que indica se e qual ação de controle é necessária para corrigir v_{C_a} para as configurações 6LT e 6LH.

p_H	– Potência instantânea do barramento H .
P_b	– Potência média do barramento b .
P_H	– Potência média do barramento H .
PWM_{CH}	– Variável que indica se e qual ação de controle é necessária para corrigir v_{CH} para a configuração 6LH.
$p_{a_{in}}$ e $p_{b_{in}}$	– Potências instantâneas nas entradas dos barramentos a e b , respectivamente.
$p_{a_{out}}$ e $p_{b_{out}}$	– Potências instantâneas nas saídas dos barramentos a e b , respectivamente.
$P_{a_{out}}$ e $P_{b_{out}}$	– Valores médios de $p_{a_{out}}$ e $p_{b_{out}}$, respectivamente.
$P_{a_{in}}$ e $P_{b_{in}}$	– Valores médios de $p_{a_{in}}$ e $p_{b_{in}}$, respectivamente.
P_{tr}	– Perdas nos transformadores.
q_{w_u}	– Estado da chave superior do braço w_u .
\bar{q}_{w_u}	– Estado da chave inferior do braço w_u .
Q_{n_a, n_b}	– Combinação dos estados das chaves da configuração CSL-2D.
R_l	– Resistência da carga monofásica.
R_g	– Resistência da rede elétrica.
R_{C_m}	– Controlador PI da variável v_{C_m} .
R_{i_g}	– Controlador de sequência dupla de i_g .
R_{CH}	– Controlador PI da tensão v_{CH} usado pela PWM híbrida no controle da configuração 6LH.

R_{C_a} e R_{C_b}	– Controladores PI das tensões v_{C_a} e v_{C_b} , respectivamente, usados no controle da configuração 6LTB.
S_{in}	– Bloco que sincroniza \hat{v}_g^* com e_g ou v_g , dependendo da configuração.
t_x , t_y e t_z	– Tempos de aplicação dos vetores \mathbf{v}_x , \mathbf{v}_y e \mathbf{v}_z , respectivamente.
T	– Período de amostragem.
T_k	– Representa o transformador k das configurações CTMI-Conv, CSL-1D e CSL-2D.
t_Y e t_Z	– Tempos de aplicação dos níveis de tensão V_Y e V_Z para a configuração CSL-2D.
u	– Ponteiro que pode representar a ou b . Também pode representar H para a configuração 6LH.
v_g	– Tensão sintetizada pelas configurações 3L, 6L, 6L1D, 6L2D, 4L, 6LT, 6LH, 4LTL e 6LTL do lado da rede elétrica monofásica.
v_l	– Tensão sintetizada pelas configurações 3L, 6L, 6L1D, 6L2D, 4L, 6LT, 6LH, CTMI-Conv, CSL-1D e CSL-2D do lado da carga monofásica.
$v_{w_u 0_u}$	– Tensão de polo (tensão entre o ponto w_u e o ponto 0_u).
v_{C_u}	– Tensão no barramento CC u .
v_C	– Tensão no barramento CC das configurações 3L, 4L, 4LTL, CTMI-Conv e CSL-1D.
V_g	– Valor nominal da amplitude de v_g .
V_l	– Amplitude de v_l .
v_{C_a}	– Tensão no barramento CC a .
v_{C_b}	– Tensão no barramento CC b .

v_{C_t}	– Tensão total dos barramentos de dada configuração ($v_{C_t} = v_{C_a} + v_{C_b}$ para as configurações 6L, 6L1D, 6L2D, 6LT e CSL-2D e $v_{C_t} = v_C$ para as configurações 3L, 4L, 4LTL, CTMI-Conv e CSL-1D).
V_g^a	– Valor atual da amplitude de v_g .
V_g^m	– Amplitude máxima de v_g .
V_l^m	– Amplitude máxima de v_l .
$\mathbf{V}_{n_g n_l n_h}$	– Vetor de tensão gerado pela combinação de estados de chaves e diodos n_g , n_l e n_h .
\mathbf{v}	– Tensão em cada ponto do plano vetorial.
\mathbf{v}_x , \mathbf{v}_y e \mathbf{v}_z	– Vetores de tensão nos vértices de cada triângulo do plano vetorial das configurações 6L, 6L1D, 6L2D, 6LT, 6LH e 6LTB.
v_{C_m}	– Média aritmética das tensões nos barramentos CC a e b (i.e., $v_{C_m} = (v_{C_a} + v_{C_b})/2$).
$V_g(s)$	– Transformada de Laplace de v_g .
$V_{C_m}(s)$	– Transformada de Laplace de v_{C_m} .
v_g'	– Tensão de entrada do conversor 6L que compõe as configurações 6LT e 6LH.
v_{gH}	– Tensão gerada pela ponte H da configuração 6LH.
$\mathbf{V}_{n_a n_b}$	– Vetor de tensão gerado pela combinação de estados de chaves n_a e n_b .
v_{x_1}	– Variável auxiliar utilizada pela PWM híbrida para a configuração 6LH.
$v_{x_1,max}$	– Valor máximo de v_{x_1} .

- $v_{x_1,min}$ – Valor mínimo de v_{x_1} .
- $\mathbf{V}_{n_a n_b n_H}$ – Vetor de tensão gerado pela combinação de estados de chaves n_a , n_b e n_H .
- v_{l_1} , v_{l_2} e v_{l_3} – Tensões nas fases 1, 2, 3 da carga trifásica, respectivamente.
- v_{g_1} e v_{g_2} – Tensões geradas na entrada da configuração 6LTB.
- $v_{w_{ab}}$ – Variável auxiliar utilizada pela configuração 6LTL, onde $w = g, h, l$.
- v_{ha}^* , v_{hb}^* , v_{xg}^* e v_{xh}^* – Variáveis auxiliares da PWM escalar da configuração 6LTL.
- $v_{ha,max}^*$ e $v_{ha,min}^*$ – Valor máximo e mínimo de v_{ha}^* , respectivamente.
- $v_{hb,max}^*$ e $v_{hb,min}^*$ – Valor máximo e mínimo de v_{hb}^* , respectivamente.
- $v_{xg,max}^*$ e $v_{xg,min}^*$ – Valor máximo e mínimo de v_{xg}^* , respectivamente.
- $v_{xh,max}^*$ e $v_{xh,min}^*$ – Valor máximo e mínimo de v_{xh}^* , respectivamente.
- $v_{x_1,max}^*$ e $v_{x_1,min}^*$ – Valor máximo e mínimo de $v_{x_1}^*$, respectivamente.
- \mathbf{V}_{n_a} e \mathbf{V}_{n_b} – Vetores de tensão gerados pela combinação de estados de chaves n_a e n_b , respectivamente, para a configuração 6LTB.
- V_{g_1} e V_{g_2} – Amplitudes de v_{g_1} e v_{g_2} , respectivamente.
- $V_{l_{max}}$ – Amplitude máxima de v_l que dada configuração é capaz de gerar.
- v_{l_a} e v_{l_b} – Porções de v_l geradas pelos conversores a e b , respectivamente, para a configuração CSL-2D.
- V_{rat} – Estresse de tensão nas chaves semicondutoras.
- V_X – Nível de tensão gerado pelo CSL-2D com $N_{leg} = 6$ e $N_{lvl} = 49$, tal que $V_X = \frac{X}{24} v_{Ct}$.

- V_Y e V_Z – Níveis de tensão utilizados para sintetizar v_l^* pela configuração CSL-2D, onde $V_Y \leq v_l^* \leq V_Z$.
- w_u – Braço w do conversor u .
- w – Ponteiro que pode representar g , h ou l para as configurações 6L, 6L1D, 6L2D e 6LT. Para a configuração 6LH, $w = g, h, l$ (quando $u = a, b$) ou $w = 1, 2$ (quando $u = H$). Para a configuração CSL-2D, $w = s$ ou $w = k = 1, 2, \dots, N_{leg}/2 - 1$.
- x – Máximo erro tolerado para v_{C_a} .
- X – Número inteiro entre -24 e 24 .
- Z_g – Impedância da rede elétrica.
- Z_b – Impedância de base.

1

Introdução geral

1.1 Apresentação do tema

Conversores estáticos de potência são circuitos capazes de modificar a forma da energia elétrica utilizando componentes semicondutores operando como chaves. Os conversores são os principais elementos no processamento de energia, seja para conectar fontes de geração de energia distribuída à rede elétrica, seja para alimentar cargas de Corrente Contínua (CC) ou de Corrente Alternada (CA). Um inversor, por exemplo, gera uma saída senoidal a partir de uma fonte CC. Essa saída senoidal possui amplitude, frequência e fase controladas. Esse tipo de forma de onda é necessário para acionar motores com velocidade variável, operar como compensadores estáticos, filtros ativos, sistemas de transmissão de corrente alternada flexíveis e compensadores de tensão, sendo esses apenas alguns exemplos.

Conversores estáticos são largamente utilizados em diversos processos industriais acionados eletricamente. Esses conversores são utilizados na indústria petroquímica, nas estações de bombeamento de água, na indústria de transporte (ferrovias, aplicações automotivas, etc), na propulsão marinha, na integração de fontes renováveis de energia com a rede elétrica, na compensação de potência reativa e em muitas outras aplicações.

Muitos dos processos industriais citados anteriormente vêm demandando níveis de potência e de tensão cada vez maiores visando reduzir custos e aumentar a produção. Entretanto, é problemático conectar uma média tensão a uma única chave semicondutora. Com isso, o conceito de conversor multinível foi introduzido e ele se refere a conversores que geram formas de onda com três níveis ou mais. Esses conversores têm por objetivo suprir a demanda por topologias que operem com níveis maiores de potência e de tensão [1]. Essas topologias são, entretanto, mais complexas que as tradicionais. Por exemplo, elas

geralmente possuem um número maior de barramentos CC e de chaves de potência, ou seja, existem mais variáveis a serem controladas. Ao mesmo tempo que as novas variáveis aumentam a complexidade do sistema, elas trazem novos graus de liberdade que podem ser utilizados para melhorar o desempenho do processo de conversão.

Atualmente, os conversores multiníveis são os mais utilizados em aplicações industriais. Por apresentarem ainda muitos desafios e espaço para melhorias, pesquisadores do mundo todo estão contribuindo para torná-los mais simples, eficientes, confiáveis e baratos. Além disso, por conta da redução dos custos das chaves semicondutoras, conversores multiníveis também vêm sendo aplicados à sistemas monofásicos [2, 3, 4]. Deste modo, um dos focos deste trabalho consiste no estudo, caracterização e análise de conversores multiníveis CA/CC/CA monofásicos/monofásicos aplicados a sistemas de conversão e compensação de energia. Também são estudados conversores multiníveis CC/CA monofásicos. Apesar de serem estudados como inversores, eles também podem ser estudados como retificadores. Possíveis aplicações são os Restauradores Dinâmicos de Tensão (*Dynamic Voltage Restorers* - DVRs), filtros série e Filtros Ativos de Potência (*Active Power Filters* - APFs).

Além disso, muitas comunidades rurais no Brasil são abastecidas com rede elétrica monofásica. Entretanto, em muitos casos, é desejável alimentar uma carga trifásica. Por exemplo, para suprir a necessidade de alimentar motores de indução trifásicos em equipamentos usados em zonas rurais ou em sistemas onde apenas a rede elétrica monofásica está disponível. Nesse caso, é necessário utilizar um conversor CA/CC/CA monofásico/trifásico. Deste modo, outro foco deste trabalho consiste no estudo, caracterização e análise de conversores multiníveis CA/CC/CA monofásicos/trifásicos.

1.2 Revisão bibliográfica

O princípio básico de um conversor multinível é conectar em série muitas chaves semicondutoras com fontes CC separadas de forma a alcançar altas potências e médias tensões. Isso reduz a máxima tensão suportada pelas chaves e gera formas de onda com vários níveis. A fonte CC utilizada pode ser uma bateria, um capacitor ou uma célula de combustível, por exemplo. Comparadas aos conversores de dois níveis, as topologias multiníveis apresentam uma série de vantagens como formas de onda com vários níveis (menor dv/dt nas chaves e menores distorções harmônicas), corrente de entrada com menor distorção harmônica, possibilidade de operar com menores frequências de chaveamento (reduzindo as perdas por chaveamento e, conseqüentemente, aumentando a eficiência do sistema) e menor tensão de modo comum (ou nula, dependendo da técnica de modulação utilizada), reduzindo os esforços de tensão nos enrolamentos do motor acionado.

Uma das desvantagens desses conversores é o número alto de chaves semicondutoras.

Embora processem menores potências, cada chave precisa de um circuito de gatilho. Isso torna os circuitos dessas topologias mais complexos que os convencionais. Com isso, surgem diversos desafios de implementação e controle. Embora os conversores multiníveis utilizem um número maior de chaves, elas processam potências menores e geralmente possuem menor custo que as chaves utilizadas pelas topologias tradicionais. Isso também é importante no caso das aplicações de alta potência, nas quais chaves para altas tensões e potências podem não ser disponíveis comercialmente. Apesar dos desafios, os circuitos mais complexos aumentam o número de graus de liberdade do sistema que podem ser utilizados, por exemplo, para melhorar a eficiência ou a qualidade da energia.

Os conversores multiníveis são muito importantes para diversas aplicações da eletrônica de potência [1, 5]. Como exemplos, destacam-se os DVRs e filtros paralelos. Os inversores são utilizados, por exemplo, para acionar motores CA conectados à processos industriais. Já os retificadores [6, 7, 8, 9] podem ser usados como carregadores de baterias, *drives* para motores CC, reatores eletrônicos, entre outros. Os DVRs [10, 11, 12] são compensadores série baseados em conversores de potência. Eles são utilizados para proteger cargas das perturbações mais comuns da rede elétrica. Já os filtros de potência ativos paralelos [13, 14, 15] são utilizados para mitigar os harmônicos de corrente e são conectados diretamente à carga não linear ou ao ponto de conexão comum.

Uma visão geral das diversas topologias, técnicas de Modulação por Largura de Pulso (*Pulse Width Modulation* - PWM) e de controle dos conversores multiníveis é apresentada em [1, 16, 17, 18]. Entre os métodos de modulação mais discutidos na literatura, destacam-se: PWM multinível baseada em portadora, PWM multinível vetorial e eliminação seletiva de harmônicos. As duas técnicas PWM multiníveis baseadas em portadoras mais utilizadas são *Phase-Shifted* PWM (PS-PWM) e *Level-Shifted* PWM (LS-PWM). A PS-PWM foi apresentada pela primeira vez em [19] e a LS-PWM é derivada da técnica proposta em [20].

Conversores podem ser classificados em Conversores Fonte de Tensão (*Voltage Source Converters* - VSCs) e em Conversores Fonte de Corrente (*Current Source Converters* - CSCs). Os VSCs são uma das escolhas preferidas para conversão de energia para aplicações de potência alta e média tensão. Esses conversores geram tensões com baixas distorções harmônicas, enquanto possuem grande capacidade de potência e de tensão [1, 18]. As topologias VSC mais conhecidas são *Neutral-Point Clamped* (NPC) [21], *Flying Capacitor* (FC) [22] e *Cascaded H-bridge* (CHB) [19].

Outra forma de classificar os conversores multiníveis é em simétricos (usados geralmente em aplicações de alta tensão e potência) ou assimétricos (usados geralmente em aplicações de baixa e média tensão e potência). Os conversores multiníveis simétricos são compostos por conversores com barramentos CC com mesmo valor de tensão. Nesse caso, é possível gerar a máxima tensão de saída com o menor número de conversores associados em

série. Conversores multiníveis assimétricos são compostos por conversores com barramentos CC com valores de tensão diferentes. Comparados aos conversores multiníveis simétricos, para um mesmo número de conversores em série, os conversores multiníveis assimétricos geram tensões com maior número de níveis (i.e., com menores distorções harmônicas). Esses aspectos são discutidos em [23].

Tendo em vista a importância dos VSCs e seu grande número de graus de liberdade, este trabalho busca aprimorar o estado da arte desse tipo de conversor. Os tipos de VSCs abordados neste trabalho são descritos nas subseções seguintes.

1.2.1 Conversores CA/CC/CA monofásicos/monofásicos bidirecionais

Dada a grande utilização de equipamentos eletrônicos conectados à rede elétrica, implementar sistemas CA/CC/CA é importante para que cargas, a partir da rede elétrica, sejam alimentadas com a tensão desejada considerando todas as condições de carga e transitórios. A Fonte de Alimentação Ininterrupta (*Uninterruptible Power Supply* - UPS) é um exemplo de sistema utilizado para fornecer tensão limpa e ininterrupta às cargas críticas durante as condições de operação da rede elétrica normais e anormais. Além disso, dispositivos UPS podem também funcionar como APFs, compensando problemas de qualidade de energia nas correntes das cargas quando a rede elétrica estiver nas condições normais de operação [24, 25, 26, 27, 28, 29, 30].

Considerando que regular a tensão na carga, manter a corrente da rede elétrica com baixa distorção harmônica e garantir que a rede elétrica opere com fator de potência alto são funcionalidades desejáveis, o Condicionador de Qualidade de Energia Unificado (*Unified Power Quality Conditioner* - UPQC) foi desenvolvido. O filtro em série compensa problemas na tensão da rede elétrica, enquanto o filtro em paralelo corrige distorções na corrente da rede elétrica. Conseqüentemente, o UPQC regula a tensão de saída, mantém baixa a distorção harmônica da corrente da rede elétrica, além de garantir alto fator de potência na entrada do sistema [31, 32, 33, 34, 35, 36].

O trabalho em [37] propõe um filtro ativo série híbrido que objetiva lidar com os mesmos problemas que o UPQC, mas utilizando menos componentes reativos e semicondutores. Um UPQC monofásico baseado no conversor modular matricial multinível é introduzido em [38], enquanto a aplicação da técnica de controle *one-cycle* a um conversor UPQC de três braços é apresentado em [39].

No caso da conversão CA/CC/CA para aplicações monofásicas, a topologia de três braços [28] é geralmente a mais utilizada para aplicações de baixo custo e tensão [33, 36, 40]. Ela é interessante para aplicações nas quais as frequências das tensões/correntes da rede

elétrica e na carga são iguais (por exemplo, UPS e UPQC). Esse conversor é aqui nomeado como configuração *three-leg* ou 3L [41, 42] e é representado na Figura 1.1.

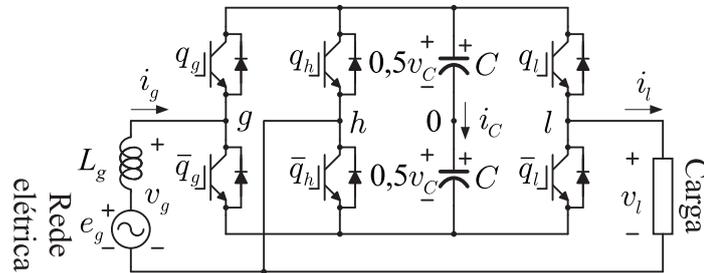


Figura 1.1 – Configuração 3L.

A Figura 1.2 mostra um UPQC monofásico composto por quatro braços e um transformador. Essa topologia é aqui denominada como configuração *four-leg* ou 4L. O efeito da relação de espiras do transformador e uma estratégia de modulação vetorial para essa topologia são apresentados em [43].

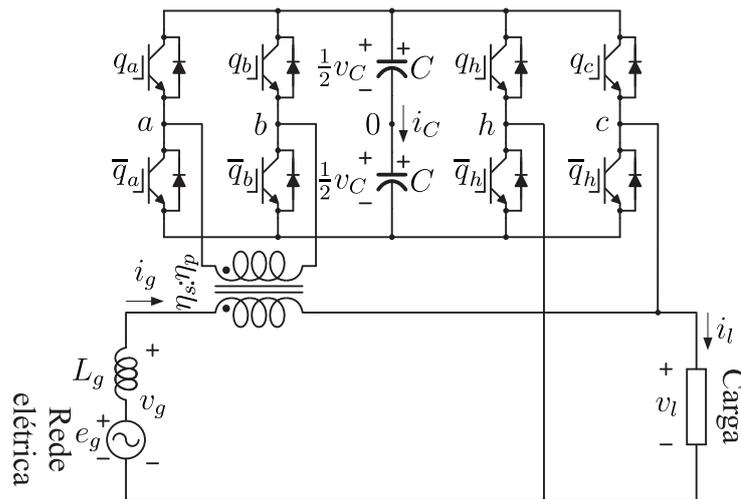


Figura 1.2 – Configuração 4L.

Uma topologia de seis braços composta pela conexão em cascata de dois conversores 3L é proposta em [44]. Essa topologia é aqui denominada como configuração *six-leg* ou 6L e é representada na Figura 1.3. Os conversores 6L e 3L são comparados em [45]. Por exemplo, a topologia 6L reduz: 1) as tensões e a potência processada pelas chaves dos conversores; 2) a distorção harmônica total com a mesma frequência de amostragem; e 3) as perdas por chaveamento e totais. Todas as topologias citadas nesta subseção permitem a operação reversível.

Outras configurações CA/CC/CA monofásicas com as mesmas funcionalidades que os conversores 4L e 6L foram propostas e estudadas na literatura. Uma configuração composta por um conversor 3L e uma ponte H é proposta em [46]. Os autores em [47, 48] propõem configurações obtidas adicionando uma ponte H na entrada do conversor. A

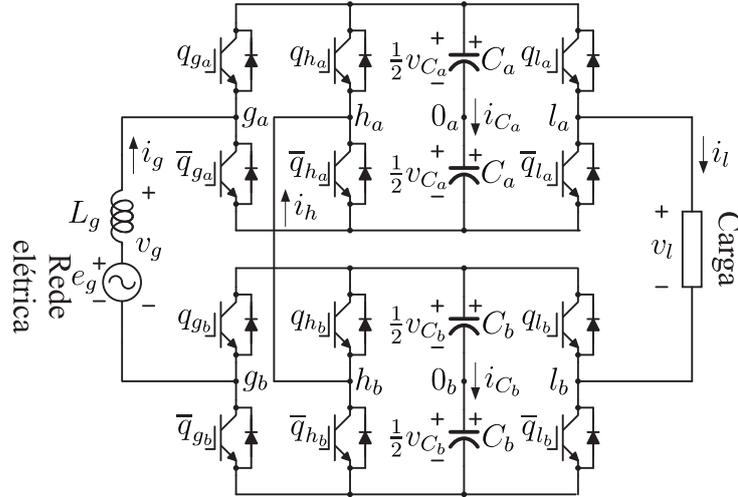


Figura 1.3 – Configuração 6L.

ponte H é então utilizada para compensar harmônicos e sobretensões na rede elétrica. O trabalho em [49] propõe duas topologias baseadas na 4L e compostas por quatro braços e um transformador. As topologias propostas sintetizam tensões com menores distorções harmônicas que as geradas pelo conversor 4L.

1.2.2 Conversores CA/CC/CA monofásicos/monofásicos unidirecionais

Em algumas aplicações, embora correntes de entrada e tensões de saída reguladas sejam necessárias, a operação regenerativa não é requerida ou até permitida. Nesse caso, diodos podem ser utilizados de forma a evitar a utilização de *drivers*. Isso torna os sistemas mais simples e baratos. O trabalho em [50] propõe um sistema de conversão em *open-end* que utiliza conversores semicontrolados, enquanto o trabalho em [51] introduz um conversor para um Gerador Síncrono à Imã Permanente (*Permanent-Magnet Synchronous Generator* - PMSG) em *open-end* que utiliza um conversor controlado em combinação com um não controlado. Entretanto, a utilização de diodos introduz problemas relacionados à distorção da corrente na passagem pelo zero e algumas técnicas de sincronização são utilizadas para solucionar esse problema.

O trabalho em [52] tem como objetivo reduzir a duração da distorção da corrente na passagem pelo zero pela injeção de um terceiro harmônico na corrente de sequência zero, enquanto o trabalho em [53] propõe uma topologia CA/CC/CA monofásica e unidirecional e evita a distorção gerada pelos diodos utilizando uma técnica de sincronização.

Como a operação regenerativa não é sempre requerida ou permitida, o trabalho em [53] propõe uma topologia CA/CC/CA monofásica para aplicações nas quais o fluxo de potência é unidirecional que é baseada na configuração 3L e possui número reduzido

de chaves controladas, reduzindo o custo do sistema. O artigo utiliza um método de sincronização de forma que, mesmo utilizando-se diodos, não há distorção nas correntes durante a passagem pelo zero.

1.2.3 Conversores CA/CC/CA monofásicos/trifásicos

Em sistemas de distribuição de energia elétrica, a rede monofásica é considerada uma alternativa para áreas rurais ou remotas [54]. Isso ocorre uma vez que a rede elétrica monofásica é de baixo custo, sobretudo quando comparada à rede elétrica trifásica. Em países grandes como o Brasil [55], a rede elétrica monofásica é comum dada a grande área a ser coberta. Entretanto, conectar cargas em um arranjo trifásico apresenta algumas vantagens comparado ao arranjo monofásico. Além disso, muitas operações nas fazendas envolvem motores trifásicos.

Possuir conversores monofásicos/trifásicos adequados é, portanto, essencial para a utilização desses motores e para conectar cargas trifásicas quando a rede elétrica é monofásica. Uma das soluções mais convencionais para a conversão monofásica/trifásica é composta por um retificador a diodo de ponte completa e um inversor de três braços. Para garantir que a corrente da rede elétrica tenha baixa distorção harmônica e fator de potência alto, o retificador a diodo é substituído por um retificador controlado, dando origem a topologia aqui denominada *five-leg transformerless* ou 5LTL, representada na Figura 1.4. Essa topologia é adequada para a conversão monofásica/trifásica para frequências constantes ou variáveis.

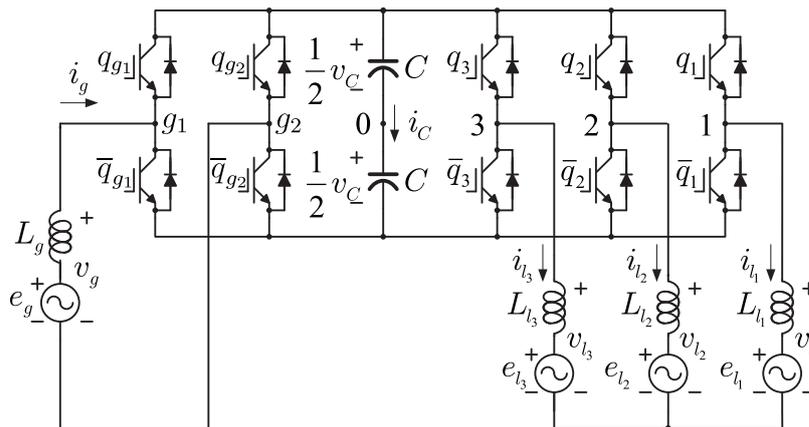


Figura 1.4 – Configuração 5LTL.

Com base na configuração 5LTL, a topologia aqui denominada *four-leg transformerless* ou 4LTL, representada na Figura 1.5, foi proposta em [56]. A topologia 4LTL possui um braço compartilhado pelo lado retificador e o lado inversor. Isso reduz o número de braços da topologia, mas a torna desinteressante para operação com frequências variáveis ou frequências fundamentais das tensões da rede elétrica e na carga diferentes. As topologias

4LTL e 5LTL operam com as mesmas tensões nos barramentos quando as frequências fundamentais das tensões da rede elétrica e na carga são iguais. Portanto, a topologia 4LTL é uma opção interessante nessa condição.

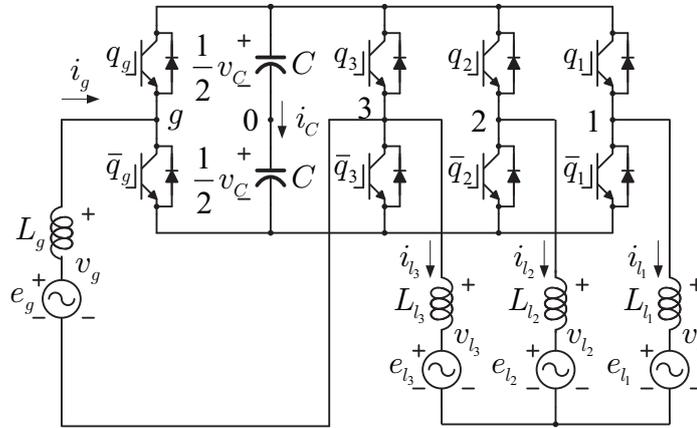


Figura 1.5 – Configuração 4LTL.

Muitos outros artigos discutem conversores monofásicos/trifásicos [57, 58, 59, 60, 61, 62]. Tendo em vista a redução nos custos das chaves, topologias com maior número de componentes vem sendo propostas na literatura [63] para melhorar, por exemplo, a distorção harmônica das tensões geradas. Por conta disso, este trabalho analisa dois conversores CA/CC/CA monofásicos/trifásicos com seis braços para operações com frequência constante. Eles são comparados à topologia 4LTL, uma vez que as três topologias são interessantes quando a amplitude da tensão na carga é metade da amplitude da tensão na rede elétrica e as frequências fundamentais das tensões da rede elétrica e na carga são as mesmas.

1.2.4 Inversores monofásicos baseados em transformadores em cascata

Um das topologias VSC mais conhecidas é a CHB [19]. Essa configuração vem recebendo boa atenção em aplicações de alta potência, principalmente por conta de sua modularidade [5]. Em sistemas CHB, cada ponte H requer uma fonte de tensão CC isolada e independente, enquanto o número de níveis gerados na tensão de saída pode ser manipulado por meio da relação de tensão dessas fontes [64].

Conversores com transformadores de baixa frequência [65, 66] e de alta frequência [67, 68] têm sido propostos e investigados na literatura. Inversores com transformadores de baixa frequência e uma única fonte de tensão CC demandam controle mais simples da tensão do barramento CC, quando necessário [69], do que configurações com vários barramentos CC. Além disso, a seleção apropriada das relações de espiras dos transformadores aumenta o número de níveis das tensões geradas [70]. Esse tipo de configuração vem sendo aplicada,

por exemplo, como compensador série [71] e APF [72, 73]. Inversores com transformadores em cascata vêm sendo pesquisados [74, 75, 76, 77, 78, 79, 80, 81] e são denominados na literatura como *Cascaded Transformers Multilevel Inverters* (CTMIs).

De forma a evitar a utilização de várias fontes CC, as tensões geradas pelas pontes-H da CHB podem ser colocadas em cascata utilizando transformadores. Nesse caso, uma única fonte CC é necessária e as relações de espiras dos transformadores podem ser utilizadas para aumentar o número de níveis das tensões geradas. Esse inversor é representado na Figura 1.6 e foi proposto em [82]. Esse inversor é um dos CTMIs mais convencionais e é aqui denominado CTMI-Conv. Configurações com número reduzido de componentes (quando comparados ao CTMI-Conv), um único barramento CC e transformadores em cascata são propostos e discutidos em [76, 77, 78].

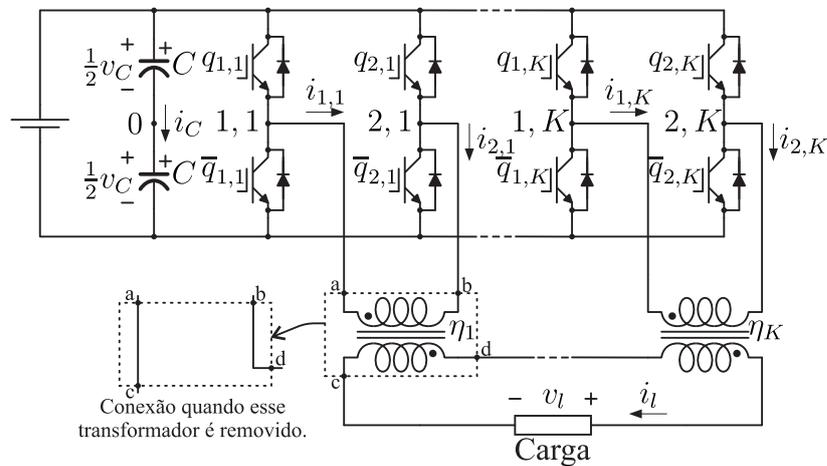


Figura 1.6 – Configuração CTMI-Conv.

Um CTMI monofásico com braço compartilhado é proposto e generalizado em [75]. Ele também utiliza transformadores em cascata e apenas um barramento CC. Esse inversor é mostrado na Figura 1.7 e é aqui denominado inversor *cascaded shared-leg one dc-link* ou CSL-1D. O CSL-1D gera mais níveis por braço do que o CTMI-Conv, mas possui mais transformadores.

1.3 Objetivos

Os principais objetivos deste trabalho são propor, caracterizar e analisar novas topologias ou técnicas de controle (por exemplo, comando PWM e controle de barramentos CC) de conversores multiníveis CA/CC/CA e CC/CA aplicados a sistemas de conversão e compensação de energia. Dentre as possíveis aplicações das topologias propostas, pode-se citar a integração de fontes renováveis de energia com a rede elétrica, compensadores estáticos e filtros ativos.

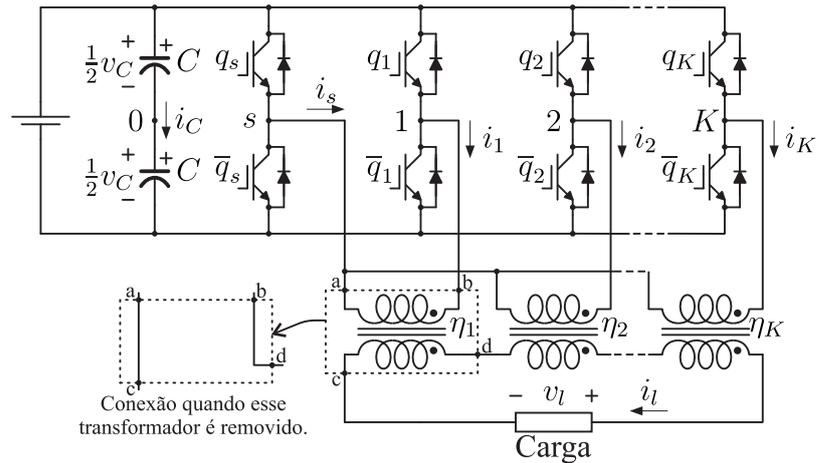


Figura 1.7 – Configuração CSL-1D.

As topologias propostas são caracterizadas e analisadas, por exemplo, em termos de: quantidade de barramentos CC; valores de tensão nos barramentos CC; distorção harmônica total ponderada das tensões chaveadas; frequências de chaveamento das chaves; e perdas por condução e por chaveamento. Novas técnicas de modulação PWM e de controle das tensões nos barramentos CC são desenvolvidas de forma a otimizar o desempenho dos conversores estudados. As topologias e técnicas desenvolvidas são comparadas às configurações e técnicas tradicionais a fim de verificar critérios que justifiquem a viabilidade do trabalho. Também cabe destacar que, além de realizar simulações, experimentos são realizados de forma a validar as considerações teóricas.

1.4 Contribuições

Neste trabalho, são propostas, caracterizadas e analisadas novas topologias e técnicas de controle (por exemplo, comando PWM e controle de barramentos CC) de conversores multiníveis CA/CC/CA e CC/CA aplicados a sistemas de conversão e compensação de energia.

No capítulo 2, são propostos e discutidos dois conversores CA/CC/CA monofásicos/monofásicos unidirecionais baseados na configuração 6L. O conversor *six-leg one-diode* ou 6L1D (representado na Figura 1.8) é composto por um braço não controlado (composto apenas por diodos) e cinco braços controlados. O conversor *six-leg two-diodes* ou 6L2D (representado na Figura 1.9), por outro lado, é composto por dois braços não controlados (compostos apenas por diodos) e quatro braços controlados. O modelo dos sistemas, a técnica PWM vetorial, o sistema de controle e um método para regular as tensões nos barramentos CC utilizando os vetores de tensão que são gerados por mais de uma combinação de estados de chaves são apresentados. Os conversores podem fornecer tensão com baixa distorção harmônica e amplitude e fase constantes a uma carga consumindo uma

corrente da rede elétrica senoidal e com alto fator de potência. O conversor proposto 6L1D é o mais interessante para aplicações unidirecionais comparado ao convencional 6L, pois possui desempenho aproximado e um *driver* a menos.

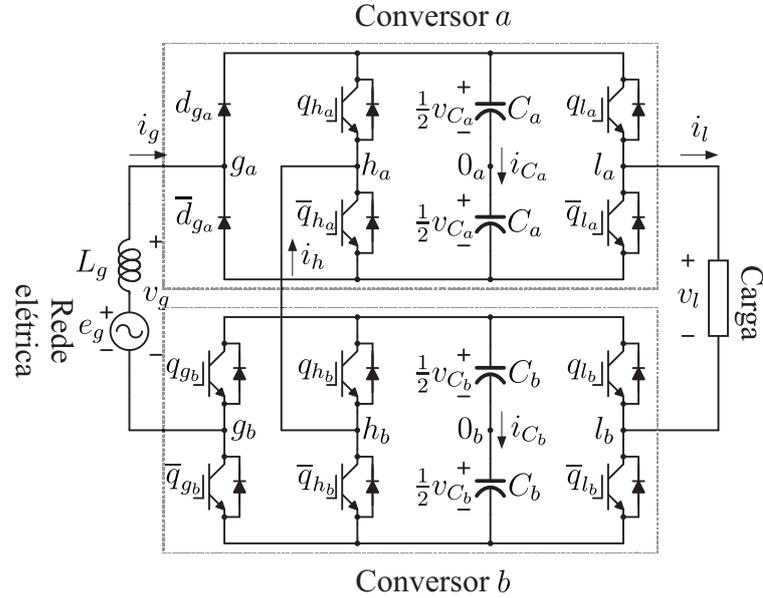


Figura 1.8 – Configuração 6L1D.

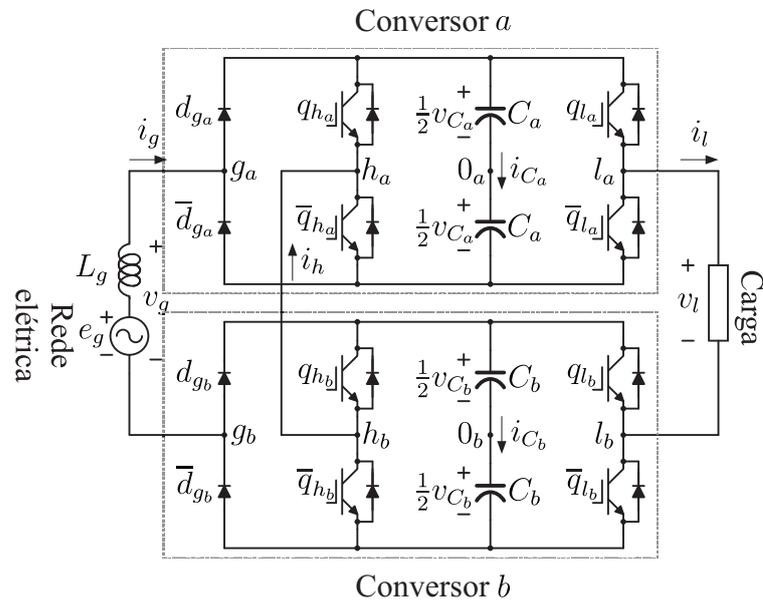


Figura 1.9 – Configuração 6L2D.

No capítulo 3, é proposto um conversor CA/CC/CA monofásico/monofásico bidirecional composto por um transformador na frequência da rede elétrica e um conversor 6L. Essa topologia é aqui denominada como configuração *six-leg one-transformer* ou 6LT e é representada na Figura 1.10. De forma similar ao conversor 6L, ela permite fornecer tensão à carga com amplitude e frequência constantes e operar com a corrente da rede elétrica com baixa distorção harmônica e fator de potência alto. O transformador aumenta

a tensão disponível na entrada do conversor e pode ser utilizado para mitigar harmônicos e sobretensões na componente fundamental da tensão da rede elétrica. Tendo em vista isso, essa topologia pode ser utilizada em aplicações similares às que usam UPSs e UPQCs. São apresentados o modelo do sistema, as possíveis regiões de operação, as técnicas de modulação PWM e de controle das tensões nos barramentos CC, além do sistema de controle completo. São realizadas análises das distorções harmônicas e perdas nos semicondutores. Comparada às configurações 4L e 6L, a topologia 6LT se torna a opção mais interessante à medida que as tensões aumentam e as correntes diminuem.

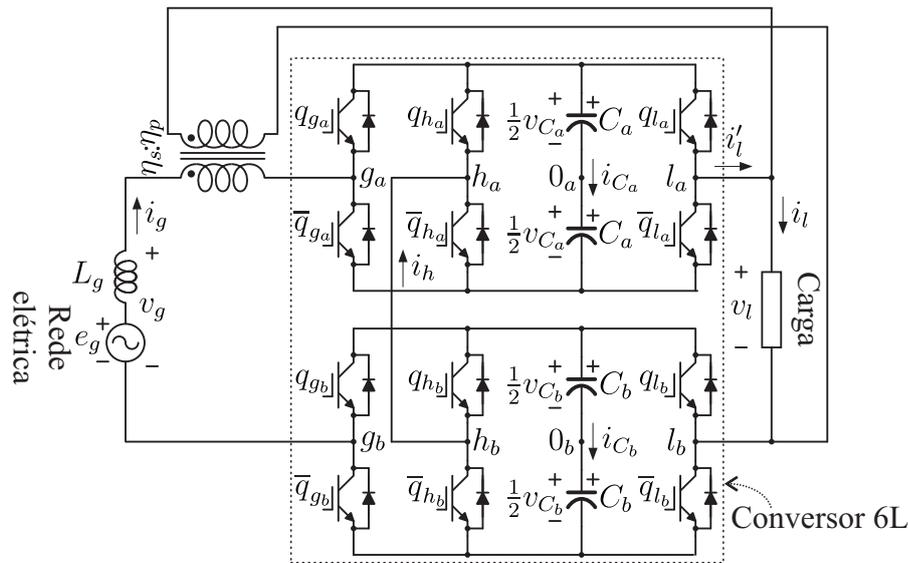


Figura 1.10 – Configuração 6LT.

No capítulo 4, é proposto um conversor CA/CC/CA monofásico/monofásico bidirecional obtido pela adição de uma ponte H na entrada do conversor 6L. Essa topologia é aqui denominada como configuração *six-leg H-bridge* ou 6LH e é representada na Figura 1.11. Bem como as topologias 6L1D, 6L2D e 6LT, a configuração 6LH é capaz de fornecer tensão à carga com amplitude e frequência constantes e operar com a corrente da rede elétrica com baixa distorção harmônica e fator de potência alto. Além disso, a ponte H do lado da rede elétrica pode ser utilizada para mitigar harmônicos e sobretensões na tensão fundamental da rede elétrica, sendo a topologia proposta uma opção interessante para aplicações similares às que usam UPSs e UPQCs. Modelo do sistema, limites de operação, uma análise detalhada do fluxo de potência, duas estratégias PWM baseadas na PWM vetorial e técnicas de regulação das tensões nos barramentos e de controle são apresentadas. As distorções harmônicas das tensões geradas e as perdas nos semicondutores mostram que, quando comparada ao conversor 6L, a topologia proposta é mais interessante para aplicações com altas tensões e baixas correntes.

No capítulo 5, são estudadas duas configurações CA/CC/CA monofásicas/trifásicas bidirecionais baseadas em conversores 3L conectados em série. A topologia *six-leg transformerless* ou 6LTL, mostrada na Figura 1.12, é conectada diretamente à rede elétrica

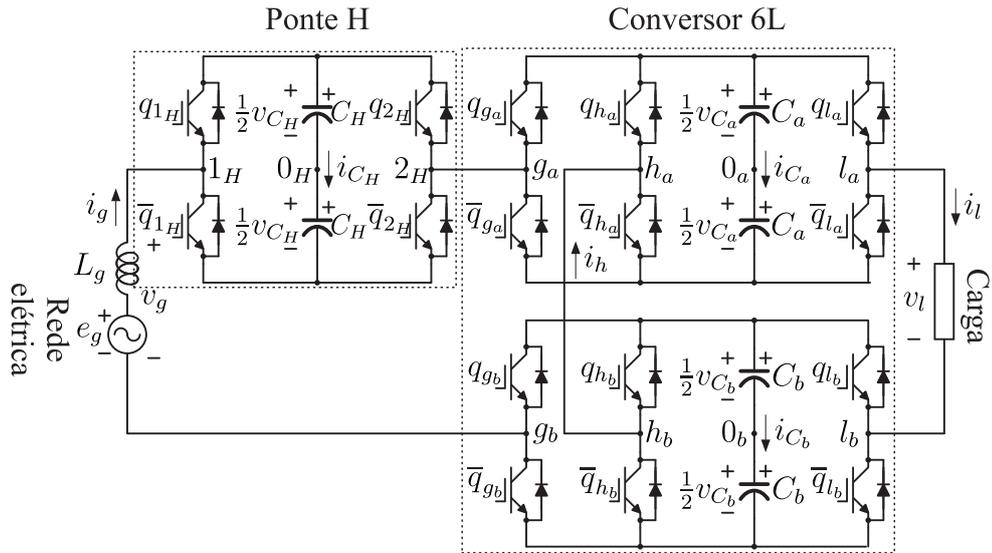


Figura 1.11 – Configuração 6LH.

monofásica e gera tensões trifásicas. A topologia *six-leg transformer-based* ou 6LTB, mostrada na Figura 1.13, utiliza um transformador com dois enrolamentos secundários para conectar-se à rede elétrica monofásica e gera tensões trifásicas. Os sistemas estudados são mais apropriados para aplicações nas quais as frequências da rede elétrica e na carga são iguais. Durante as análises realizadas, as topologias operam com a amplitude da tensão na carga igual a aproximadamente metade da amplitude da tensão da rede elétrica. São apresentados os modelos dos sistemas, a análise do fluxo de potência nos barramentos CC e técnicas de modulação PWM e de controle. Comparados à configuração 4LTL, os sistemas 6LTB e 6LTL diminuem as tensões e a potência processada pelas chaves, a distorção harmônica total com a mesma frequência de amostragem e as perdas por chaveamento e totais. Comparado ao conversor 6LTB, o conversor 6LTL possui menores perdas totais e menor distorção harmônica da tensão gerada do lado da rede elétrica, entretanto ele pode operar apenas quando o fator de potência da carga for maior ou igual a 0,93.

No capítulo 6, é proposto e generalizado um CTMI monofásico com dois barramentos CC, dois braços compartilhados e transformadores em cascata. Essa topologia é mostrada na Figura 1.14 e é aqui denominado inversor *cascaded shared-legs two dc-links* ou CSL-2D. A topologia proposta CSL-2D é comparada às convencionais CTMI-Conv e CSL-1D considerando diversas características. Entre as vantagens da topologia proposta, os seguintes pontos podem ser destacados: 1) Comparado ao CTMI-Conv e ao CSL-1D, o CSL-2D tem mais níveis por transformador/braço quando todas as configurações têm o mesmo número de braços/transformadores; 2) O CSL-2D possui menores perdas por chaveamento e maiores perdas por condução do que as topologias convencionais, sendo mais interessante para aplicações com altas tensões e baixas correntes; 3) O CSL-2D possui menos transformadores que as topologias convencionais quando todas as configurações têm o mesmo número de braços (podendo reduzir o custo do sistema).

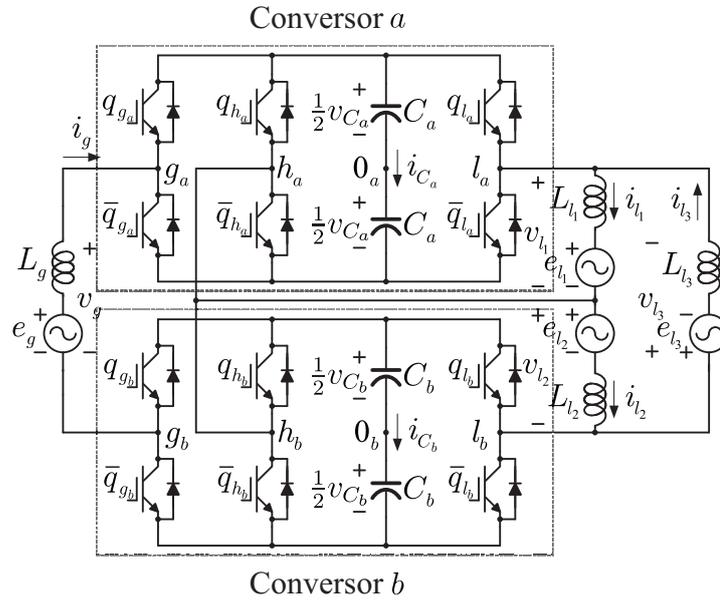


Figura 1.12 – Configuração 6LTL.

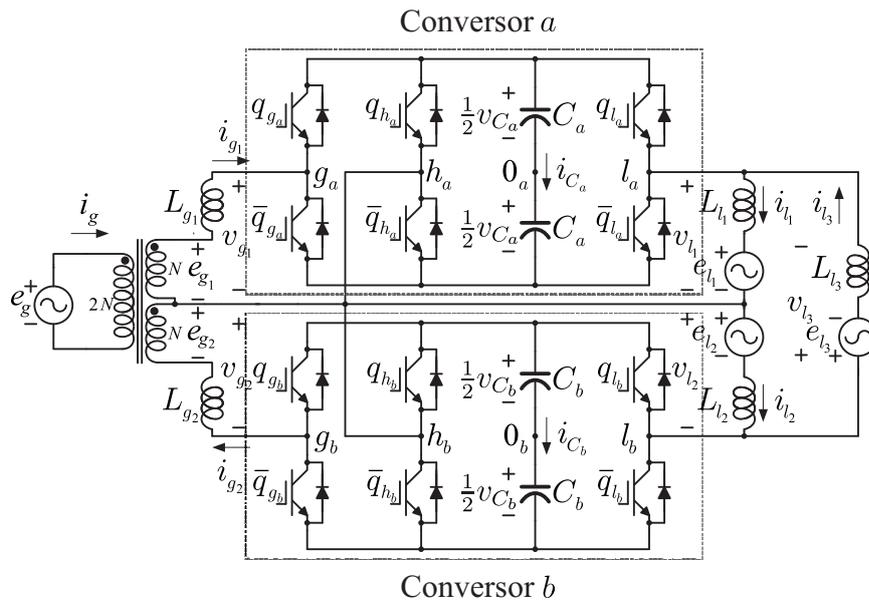


Figura 1.13 – Configuração 6LTB e transformador utilizado.

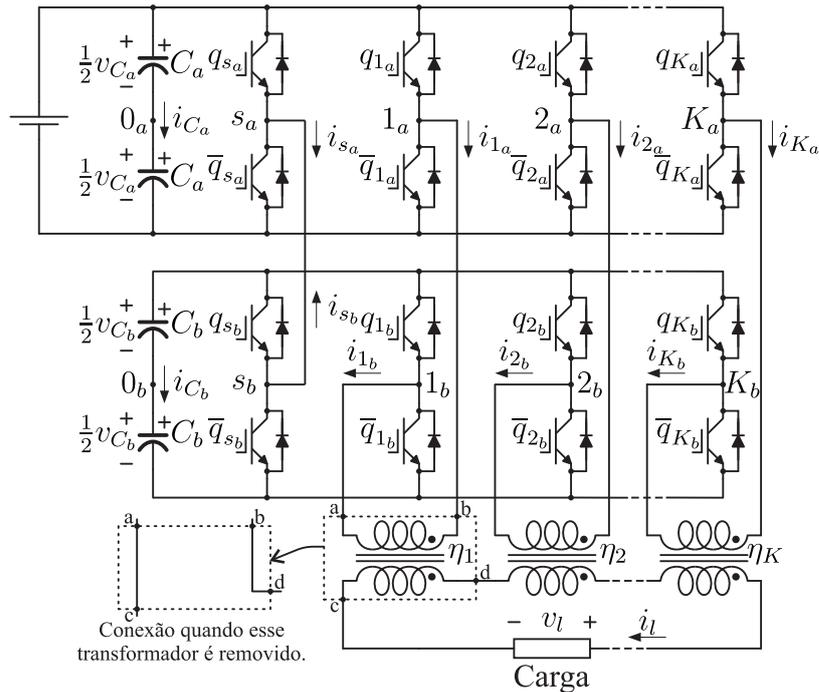


Figura 1.14 – Configuração CSL-2D.

1.5 Produção científica

As seguintes publicações foram realizadas com base nas informações contidas neste trabalho:

- Capítulo 2: "AC-DC-AC Single-Phase Multilevel Six-Leg Converter With a Reduced Number of Controlled Switches"
Autores: de Freitas, N., Jacobina, C., Marinus, N. e Rocha, N.
Publicado em: IEEE Transactions on Power Electronics, abril de 2018.
- Capítulo 3: "Transformer-Based Single-Phase AC-DC-AC Topology for Grid Issues Mitigation"
Autores: de Freitas, N., Jacobina, C., Cunha, M. e Gehrke, B.
Publicado em: IEEE Transactions on Industry Applications, julho de 2019.
- Capítulo 4: "Single-phase AC-DC-AC topology for grid voltage compensation"
Autores: de Freitas, N., Jacobina, C. e Lacerda, R.
Publicado em: Ninth Annual IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE 2017).
- Capítulo 5: "Six-Leg Single-Phase to Three-Phase Converter"
Autores: de Freitas, N., Jacobina, C., Noroes Maia, A. e Oliveira, A.
Publicado em: IEEE Transactions on Industry Applications, novembro de 2017.

- Capítulo 6: "Multilevel Single-Phase Converter with Two DC Links"
Autores: de Freitas, N., Jacobina C. e Cunha, M.
Aceito por: IEEE Transactions on Industrial Electronics, novembro de 2019.

Além dos artigos que compõem este trabalho, foram publicados os seguintes artigos durante o período do doutorado:

- "Single-Phase Cascaded-Transformer Converter with Two DC Links"
Autores: de Freitas, N., Jacobina, C. e Cunha, M.
Publicado em: Eleventh Annual IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE 2019).
- "Cascaded Transformer Symmetric Single-Phase Converters with Two DC-links"
Autores: de Freitas, N., Jacobina, C., Cunha, M. e Mélo, J.
Publicado em: Tenth Annual IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE 2018).
- "Open-end six-phase machine drive system with six three-leg converters"
Autores: de Freitas, N., Jacobina, C., Melo, V., Gehrke, B. e Costa, L.
Publicado em: Ninth Annual IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE 2017).

1.6 Organização do trabalho

O trabalho está organizado da seguinte forma:

- No capítulo 2, são propostos e discutidos dois conversores CA/CC/CA monofásicos/monofásicos unidirecionais baseados na configuração 6L. São apresentados os modelos dos sistemas, as possíveis regiões de operação dos conversores e técnicas de modulação PWM e de controle. As topologias são comparadas ao conversor 6L por meio da análise das distorções harmônicas das tensões sintetizadas, perdas nos semicondutores e limites de operação. São incluídos resultados de simulação e experimentais das topologias propostas e convencional.
- No capítulo 3, é proposto um conversor CA/CC/CA monofásico/monofásico bidirecional composto por um transformador na frequência da rede elétrica e um conversor 6L. O conversor é utilizado para mitigar harmônicos, sobretensões e afundamentos na tensão fundamental da rede elétrica. São apresentados o modelo do sistema, as possíveis regiões de operação, a análise do fluxo de potência nos componentes do conversor e técnicas PWM e de controle. A topologia é comparada aos conversores 4L

e 6L por meio da análise das distorções harmônicas das tensões sintetizadas, perdas nos semicondutores e limites de operação. São incluídos resultados de simulação e experimentais da topologia proposta em várias condições de operação.

- No capítulo 4, é proposto um conversor CA/CC/CA monofásico/monofásico bidirecional obtido pela adição de uma ponte H na entrada do conversor 6L. São apresentados o modelo do sistema, as possíveis regiões de operação, a análise do fluxo de potência nos barramentos CC e técnicas de modulação PWM e de controle. A topologia é comparada aos conversores 6L por meio da análise das distorções harmônicas das tensões sintetizadas, perdas nos semicondutores e limites de operação. São incluídos resultados de simulação e experimentais da topologia proposta em várias condições de operação.
- No capítulo 5, são estudadas duas configurações CA/CC/CA monofásicas/trifásicas bidirecionais baseadas em conversores 3L conectados em série. São apresentados os modelos dos sistemas, a análise do fluxo de potência nos barramentos CC e técnicas de modulação PWM e de controle. As topologias são comparadas ao conversor 4LTL em termos das distorções harmônicas das tensões sintetizadas e das perdas nos semicondutores. São incluídos resultados de simulação e experimentais das topologias propostas.
- No capítulo 6, é proposto e generalizado um inversor monofásico do tipo CTMI com dois barramentos CC e dois braços compartilhados. A configuração básica tem seis braços de dois níveis, dois transformadores e dois barramentos CC. É apresentado o cálculo da relação de espiras dos transformadores e da tensão nos barramentos CC para maximizar o número de níveis de tensão gerados. É apresentada uma técnica de modulação PWM e uma estratégia de regulação do capacitor flutuante. O inversor proposto é comparado aos convencionais CTMI-Conv e CSL-1D por meio do número de níveis gerados e de componentes, estresse nos componentes, distorções harmônicas das tensões geradas e perdas nos semicondutores e nos transformadores. Resultados de simulação e experimentais da topologia proposta são apresentados.
- No capítulo 7, são apresentadas as conclusões gerais do trabalho.

2

Conversores CA/CC/CA monofásicos/monofásicos unidirecionais

2.1 Introdução

Os resultados e discussões apresentados neste capítulo foram originados do artigo [83], publicado na revista *IEEE Transactions on Power Electronics* em abril de 2018. Dado o interesse por sistemas que operam como compensadores de tensões de saída e correntes de entrada e que algumas aplicações não requerem ou permitem a operação regenerativa, neste capítulo são propostos dois conversores CA/CC/CA monofásicos/monofásicos unidirecionais baseados no conversor 6L (representado na Figura 2.1). O conversor *six-leg one-diode* ou 6L1D (representado na Figura 2.2) é composto por um braço não controlado (composto apenas por diodos) e cinco braços controlados. O conversor *six-leg two-diodes* ou 6L2D (representado na Figura 2.3), por outro lado, é composto por dois braços não controlados (compostos apenas por diodos) e quatro braços controlados. Consequentemente, comparados ao conversor 6L, os conversores propostos reduzem o custo total do sistema, uma vez que o número de circuitos de acionamento (*drivers*) é menor.

Os conversores propostos 1) fornecem à carga tensões com baixa distorção harmônica e cuja componente fundamental possui amplitude e frequência constantes e 2) operam com a corrente da rede elétrica com baixa distorção harmônica e fator de potência alto. Os conversores podem, então, ser usados para operações não regenerativas em aplicações similares às que usam UPSs e UPQCs e, embora utilizem diodos, é possível evitar a distorção das correntes na passagem pelo zero. Além disso, um método que regula as tensões nos barramentos CC utilizando as redundâncias dos vetores de tensão é apresentado neste trabalho.

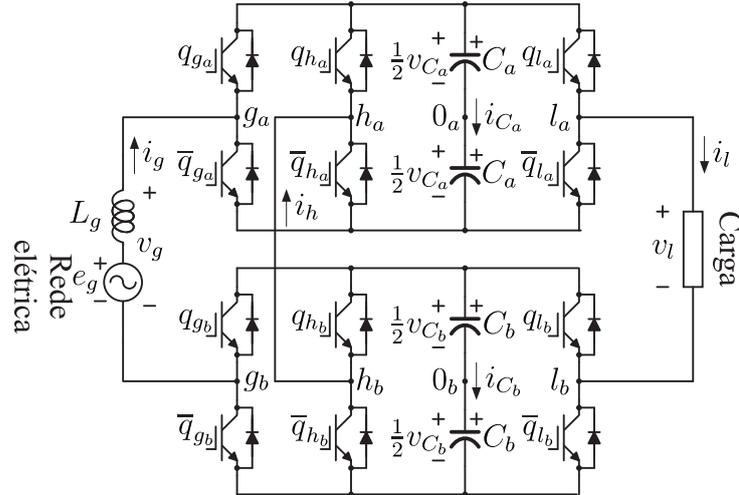


Figura 2.1 – Configuração 6L.

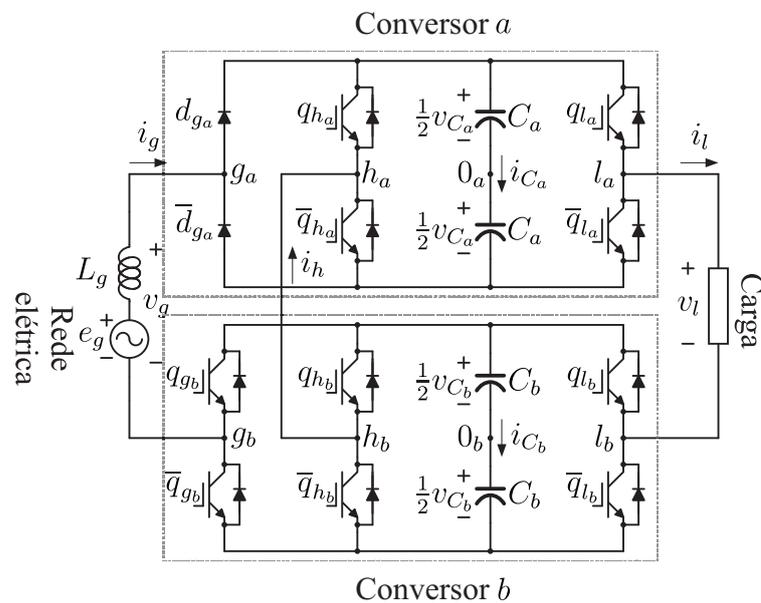


Figura 2.2 – Configuração 6L1D.

Os conversores propostos são comparados ao conversor convencional 6L considerando a região de operação, habilidade de operar com o fator de potência visto pela rede elétrica unitário, distorções harmônicas das tensões geradas, perdas nos semicondutores e outras características. Resultados de simulação e experimentais são apresentados de forma a mostrar a viabilidade dos sistemas e confirmar as considerações teóricas.

2.2 Modelo do sistema

Os conversores 6L1D e 6L2D são baseados no conversor 6L com número reduzido de componentes controlados. Esses conversores utilizam a rede elétrica monofásica (tensão e corrente dadas por e_g e i_g , respectivamente) para fornecer energia a uma carga monofásica

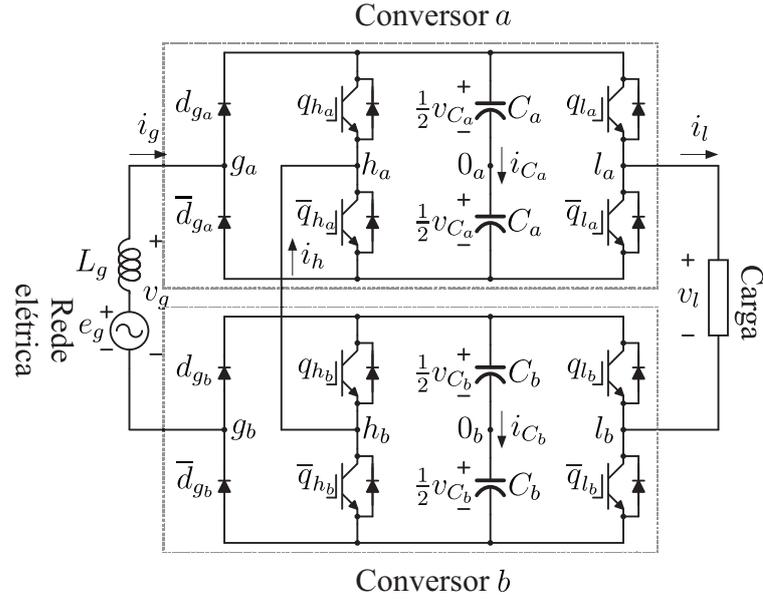


Figura 2.3 – Configuração 6L2D.

(tensão e corrente dadas por v_l e i_l , respectivamente). Os conversores cujos braços estão conectados aos barramentos a (tensão v_{C_a}) e b (tensão v_{C_b}) são denominados conversores a e b , respectivamente. Os conversores 6L, 6L1D e 6L2D possuem o mesmo circuito equivalente e esse modelo pode ser visto na Figura 2.4.

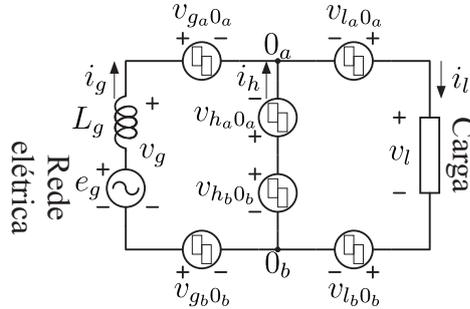


Figura 2.4 – Circuito equivalente das configurações 6L, 6L1D e 6L2D.

Considere que q_{w_u}/d_{w_u} representa o estado da chave/diodo superior do braço w_u , onde $u = a, b$ e $w = g, h, l$. $q_{w_u}/d_{w_u} = 1$ indica que a chave está fechada/o diodo está conduzindo, enquanto que $q_{w_u}/d_{w_u} = 0$ indica que a chave está aberta/o diodo não está conduzindo. O estado da chave/diodo inferior ($\bar{q}_{w_u}/\bar{d}_{w_u}$) é complementar ao estado da chave/diodo superior do respectivo braço.

Quando o braço é composto por chaves, as tensões de polo podem ser calculadas por:

$$v_{w_u0_u} = (2q_{w_u} - 1) \frac{v_{C_u}}{2} \quad (2.1)$$

onde a tensão de polo $v_{w_u0_u}$ é a tensão entre o ponto w_u e o centro do barramento u (ponto 0_u) e v_{C_u} é a tensão no barramento u .

Para os braços compostos por diodos, as tensões de polo dependem do sentido da corrente i_g . Quando $i_g \geq 0$, d_{g_a} conduz e, conseqüentemente, $v_{g_a0_a} = \frac{v_{C_a}}{2}$ para as topologias 6L1D e 6L2D. Enquanto isso, no caso do conversor 6L2D, \bar{d}_{g_b} conduz e, conseqüentemente, $v_{g_b0_b} = -\frac{v_{C_b}}{2}$. Por outro lado, quando $i_g < 0$, \bar{d}_{g_a} conduz e, conseqüentemente, $v_{g_a0_a} = -\frac{v_{C_a}}{2}$ para as topologias 6L1D e 6L2D. Enquanto isso, no caso do conversor 6L2D, d_{g_b} conduz e, conseqüentemente, $v_{g_b0_b} = \frac{v_{C_b}}{2}$. Portanto esses diodos operam com frequência igual à frequência fundamental da corrente da rede elétrica i_g .

Por conta dos braços compartilhados pelo lado retificador e inversor do conversor, a operação com as frequências fundamentais das tensões da rede elétrica e na carga (f_g e f_l , respectivamente) diferentes tem requisitos de barramento CC superiores à operação com frequências iguais. Dessa forma, as análises apresentadas neste capítulo consideram que $f_g = f_l$. Mais detalhes sobre os requisitos de tensão nos barramentos CC são incluídos na seção 2.3.

As tensões geradas pelo conversores do lado da rede elétrica (v_g) e na carga (v_l) podem ser escritas em função das tensões de polo:

$$v_g = v_{g_a0_a} - v_{g_b0_b} - v_{h_a0_a} + v_{h_b0_b} \quad (2.2)$$

$$v_l = v_{l_a0_a} - v_{l_b0_b} - v_{h_a0_a} + v_{h_b0_b}. \quad (2.3)$$

2.3 Regiões de operação

As amplitudes máximas de v_g e v_l são representadas como V_g^m e V_l^m , respectivamente, enquanto que V_g é o valor nominal da amplitude de v_g e V_l é a amplitude de v_l . V_g^a é a amplitude atual de v_g (que pode ser menor ou maior que V_g a depender dos afundamentos e sobretensões da rede elétrica). E_g é a amplitude da componente fundamental da tensão da rede elétrica (e_g). A tensão total nos barramentos CC dos conversores 6L, 6L1D e 6L2D é dada por $v_{C_t} = v_{C_a} + v_{C_b}$. O ângulo entre v_g e v_l é definido como α e a frequência de v_g é a mesma de e_g (i.e., f_g). Considerando uma carga Resistiva Indutiva (RL), o fator de potência da carga é representado por $\cos \varphi$.

De forma a encontrar as regiões de operação dos conversores, são utilizadas as equações de malha do circuito equivalente representado na Figura 2.4:

$$v_g = v_{g_a0_a} - v_{g_b0_b} - v_{h_a0_a} + v_{h_b0_b} \quad (2.4)$$

$$v_l = v_{l_a0_a} - v_{l_b0_b} - v_{h_a0_a} + v_{h_b0_b} \quad (2.5)$$

$$v_l - v_g = -v_{g_a0_a} + v_{g_b0_b} + v_{l_a0_a} - v_{l_b0_b}. \quad (2.6)$$

Substituindo as tensões de polo por seus valores máximos e mínimos, encontra-se

para o conversor 6L:

$$-v_{C_a} - v_{C_b} \leq v_g \leq v_{C_a} + v_{C_b} \quad (2.7)$$

$$-v_{C_a} - v_{C_b} \leq v_l \leq v_{C_a} + v_{C_b} \quad (2.8)$$

$$-v_{C_a} - v_{C_b} \leq v_l - v_g \leq v_{C_a} + v_{C_b}. \quad (2.9)$$

As duas primeiras equações são usadas para calcular o valor mínimo de $v_{C_a} + v_{C_b}$ de acordo com as amplitudes máximas de v_g e v_l (V_g^m e V_l^m , respectivamente). A terceira equação é utilizada para calcular os valores possíveis de α . Isto é, os valores de α nos quais $|V_l^m \angle \alpha - V_g^m \angle 0^\circ| \leq v_{C_a} + v_{C_b}$. Por exemplo, considerando $V_g^m = V_l^m = 1$ pu, pelas Equações (2.7)-(2.8) encontra-se $v_{C_a} + v_{C_b} = 1$ pu e então pela Equação (2.9) encontra-se $-60^\circ \leq \alpha \leq 60^\circ$.

No caso dos conversores 6L1D e 6L2D, o sentido da corrente i_g deve ser levado em consideração na obtenção das regiões de operação. Para o conversor 6L1D, obtém-se:

$$-v_{C_a} - v_{C_b} \leq v_l \leq v_{C_a} + v_{C_b} \quad (2.10)$$

$$-v_{C_b} \leq v_g \leq v_{C_a} + v_{C_b}, \text{ se } i_g \geq 0 \text{ (i.e., } v_{g_a0_a} = \frac{v_{C_a}}{2}) \quad (2.11)$$

$$-v_{C_a} - v_{C_b} \leq v_g \leq v_{C_b}, \text{ se } i_g < 0 \text{ (i.e., } v_{g_a0_a} = -\frac{v_{C_a}}{2}) \quad (2.12)$$

$$-v_{C_a} - v_{C_b} \leq v_l - v_g \leq v_{C_b}, \text{ se } i_g \geq 0 \text{ (i.e., } v_{g_a0_a} = \frac{v_{C_a}}{2}) \quad (2.13)$$

$$-v_{C_b} \leq v_l - v_g \leq v_{C_a} + v_{C_b}, \text{ se } i_g < 0 \text{ (i.e., } v_{g_a0_a} = -\frac{v_{C_a}}{2}). \quad (2.14)$$

Considerando $V_g^m = V_l^m = 1$ pu, o conversor 6L1D pode operar com $v_{C_a} + v_{C_b} = 1$ pu, mas v_g tem restrição de amplitude dependendo do sentido de i_g (Equações (2.11)-(2.12)). Usando as Equações (2.13)-(2.14) com $v_{C_a} + v_{C_b} = 1$ pu (i.e., a intersecção dos casos $|V_l^m \angle \alpha - V_g^m \angle 0^\circ| \leq v_{C_a} + v_{C_b}$ e $|V_l^m \angle \alpha - V_g^m \angle 0^\circ| \leq v_{C_b}$), encontra-se $-28,95^\circ \leq \alpha \leq 28,95^\circ$.

Já para o conversor 6L2D, encontra-se:

$$-v_{C_a} - v_{C_b} \leq v_l \leq v_{C_a} + v_{C_b} \quad (2.15)$$

$$0 \leq v_g \leq v_{C_a} + v_{C_b}, \text{ se } i_g \geq 0 \text{ (i.e., } v_{g_a0_a} = \frac{v_{C_a}}{2} \text{ e } v_{g_b0_b} = -\frac{v_{C_b}}{2}) \quad (2.16)$$

$$-v_{C_a} - v_{C_b} \leq v_g \leq 0, \text{ se } i_g < 0 \text{ (i.e., } v_{g_a0_a} = -\frac{v_{C_a}}{2} \text{ e } v_{g_b0_b} = \frac{v_{C_b}}{2}) \quad (2.17)$$

$$-v_{C_a} - v_{C_b} \leq v_l - v_g \leq 0, \text{ se } i_g \geq 0 \text{ (i.e., } v_{g_a0_a} = \frac{v_{C_a}}{2} \text{ e } v_{g_b0_b} = -\frac{v_{C_b}}{2}) \quad (2.18)$$

$$0 \leq v_l - v_g \leq v_{C_a} + v_{C_b}, \text{ se } i_g < 0 \text{ (i.e., } v_{g_a0_a} = -\frac{v_{C_a}}{2} \text{ e } v_{g_b0_b} = \frac{v_{C_b}}{2}). \quad (2.19)$$

Considerando $V_g^m = V_l^m = 1$ pu, o conversor 6L2D pode operar com $v_{C_a} + v_{C_b} = 1$ pu, mas v_g e i_g precisam estar sempre em fase (Equações (2.16)-(2.17)). Usando as Equações (2.18)-(2.19) com $v_{C_a} + v_{C_b} = 1$ (i.e., a intersecção dos casos $|V_l^m \angle \alpha - V_g^m \angle 0^\circ| \leq v_{C_a} + v_{C_b}$ e $|V_l^m \angle \alpha - V_g^m \angle 0^\circ| \leq 0$), encontra-se $\alpha = 0^\circ$. O intervalo possível de α pode ser estendido por meio do aumento das tensões nos barramentos.

A Tabela 2.1 mostra os limites de operação, graus de liberdade e tensão nos barramentos CC dos conversores 6L, 6L1D e 6L2D considerando seis modos de operação. Os resultados mostrados na tabela foram obtidos utilizando as equações apresentadas anteriormente.

Considerando o conversor 6L, o ângulo entre v_g e i_g pode ser qualquer valor. Consequentemente, esse conversor pode operar com o fator de potência visto pela rede elétrica unitário e pode ser utilizado em aplicações regenerativas. Usando a informação fornecida na Tabela 2.1, pode-se observar que esse conversor é mais interessante quando $f_g = f_l$ e $V_g^m = V_l^m = 1$ pu, pois as tensões sintetizadas possuem índice de modulação alto e as tensões nos barramentos CC são mínimas. Nesse caso, V_g^a pode diminuir até zero e V_l ainda pode ser igual a 1 pu. Por conta dos braços compartilhados, as tensões nos barramentos CC precisam ser aumentadas quando $f_g \neq f_l$.

Como pode ser visto na Tabela 2.1, o conversor 6L1D é mais interessante quando $f_g = f_l$ e $V_g^m = V_l^m = 1$ pu ou $V_g^m = 2V_l^m = 1$ pu. O ângulo máximo entre v_g e i_g é 30° quando $V_g^m = 1$ pu e $v_{C_t} = 1$ pu. Como o ângulo entre v_g e e_g é geralmente menor que esse valor, esse conversor pode operar com o fator de potência visto pela rede elétrica unitário. Entretanto, durante uma operação regenerativa, o ângulo entre v_g e i_g é maior que 90° . Consequentemente, esse conversor apenas pode ser utilizado em aplicações não regenerativas.

Foram realizadas simulações de regime permanente do conversor 6L1D para observar o efeito de $\cos \varphi$ na regulação das tensões nos barramentos. Nessas simulações, foram variados os valores de E_g e $\cos \varphi$. Quando os graus de liberdade da PWM são capazes de impor que o barramento a receba ou forneça energia, isso significa que o controle do conversor é possível para aqueles valores de E_g e $\cos \varphi$.

Na Figura 2.5, são mostradas as potências médias mínimas e máximas no barramento a (P_a) versus E_g para $\alpha = -28,95^\circ, 0^\circ$ e $28,95^\circ$ e vários valores de $\cos \varphi$. Na análise, $f_g = f_l$, $V_g^m = V_l^m = 1$ pu e $v_{C_t} = 1$ pu. A potência de base utilizada foi a potência de saída na carga, aqui definida como P_l . Como pode-se observar, a PWM consegue carregar o barramento a em todas as condições consideradas, pois o P_a máximo é sempre positivo. Entretanto, descarregar o barramento a vai se tornando mais difícil à medida que $\cos \varphi$ aumenta e E_g diminui. Os pontos nos quais o P_a mínimo é positivo significam que naquela condição de operação não é possível descarregar o barramento a e, consequentemente, seu controle não é possível.

Por meio da análise de regime permanente realizada, alguns dados interessantes foram encontrados para quando $f_g = f_l$, $V_g^m = V_l^m = 1$ pu e $v_{C_t} = 1$ pu: 1) com $\alpha = 0^\circ$, E_g pode diminuir até 0,5 pu, se a carga for RL com $\cos \varphi \leq 0,43$; 2) com $\alpha = -28,95^\circ$, E_g pode diminuir até 0,75 pu, se a carga for RL com $\cos \varphi \leq 0,87$; 3) com $\alpha = -28,95^\circ$, E_g pode diminuir até 0,90 pu, se a carga for RL com $\cos \varphi = 1$. Também foi notado que o

Tabela 2.1 – Regiões de operação das configurações 6L, 6L1D e 6L2D

Conversor	Fator de potência visto pela rede elétrica unitário?	Operação regenerativa?	f_g/f_t	V_g^m/V_l^m	v_{C_t}	α
6L	sim	sim	$f_g = f_t$	$V_g^m = V_l^m = 1$ pu	1 pu	$-60^\circ \leq \alpha \leq 60^\circ$
				$V_g^m = 2V_l^m = 1$ pu	1 pu	$-75^\circ \leq \alpha \leq 75^\circ$
				$V_g^m = 0,5V_l^m = 0,5$ pu	1 pu	$-75^\circ \leq \alpha \leq 75^\circ$
6L1D	sim	não	$f_g = f_t$	$V_g^m = V_l^m = 1$ pu	2 pu	qualquer
				$V_g^m = 2V_l^m = 1$ pu	1,5 pu	qualquer
				$V_g^m = 0,5V_l^m = 0,5$ pu	1,5 pu	qualquer
				$V_g^m = V_l^m = 1$ pu	1 pu	$-28,95^\circ \leq \alpha \leq 28,95^\circ$
				$V_g^m = 2V_l^m = 1$ pu	1 pu	$-28,95^\circ \leq \alpha \leq 28,95^\circ$
				$V_g^m = 0,5V_l^m = 0,5$ pu *	1,225 pu	$-28,95^\circ \leq \alpha \leq 28,95^\circ$
6L2D	não	não	$f_g \neq f_t$ *	$V_g^m = V_l^m = 1$ pu	2 pu	qualquer
				$V_g^m = 2V_l^m = 1$ pu	1,5 pu	qualquer
				$V_g^m = 0,5V_l^m = 0,5$ pu	2 pu	qualquer
6L2D	não	não	$f_g = f_t$	$V_g^m = V_l^m = 1$ pu	1 pu	0°
				$V_g^m = 2V_l^m = 1$ pu	1 pu	0°
				$V_g^m = 0,5V_l^m = 0,5$ pu		não opera
			$f_g \neq f_t$		não opera	

* A carga pode impor mais restrições de operação para o conversor. Mais detalhes estão no texto.

controle da tensão no barramento a fica mais difícil à medida que α aumenta (ao comparar o caso $\alpha = 28,95^\circ$ com o caso $\alpha = -28,95^\circ$, observa-se que neste o valor de P_a mínimo é negativo para um maior intervalo de $\cos \varphi$ e E_g).

Também foi feita a análise de regime permanente quando $f_g = f_l$, $V_g^m = 0,5V_l^m = 0,5$ pu e $v_{C_t} = 1$ pu e ela está representada na Figura 2.6. A partir da simulação, foi observado que a regulação das tensões nos barramentos CC do conversor não pode ser realizada quando $\cos \varphi$ é alto. Também foi feita a simulação de regime permanente quando $f_g = f_l$, $V_l^m = 0,5V_g^m = 0,5$ pu e $v_{C_t} = 1$ pu e ela está representada na Figura 2.7. Como pode ser visto, a regulação das tensões nos barramentos CC está garantida para diversos valores de $\cos \varphi$. Embora o conversor possa operar com $f_g \neq f_l$, é importante lembrar que a carga pode impor restrições no controle das tensões nos barramentos CC, assim como descrito para o caso $f_g = f_l$.

No caso do conversor 6L2D, v_g , v_l e i_g precisam ser sincronizados e $V_g^a \geq V_l$. Consequentemente, esse conversor não permite a operação com o fator de potência visto pela rede elétrica unitário nem pode ser utilizado em aplicações regenerativas. Dado $f_g = f_l$, $V_g^m = 2V_l^m = 1$ pu e $v_{C_t} = 1$ pu, V_g^a pode diminuir até 0,5 pu. Para operar com $f_g = f_l$, $V_g^m = V_l^m = 1$ pu e permitir que V_g^a diminua até 0,8 pu, um transformador elevador com relação de espiras igual a 1,25 deve ser utilizado entre a rede elétrica e a entrada do conversor (para que a tensão na entrada do conversor seja $1,25E_g$) e $v_{C_t} = 1,25$ pu. Isso garante $V_g^a \geq V_l$. Esse conversor não pode operar com $f_g \neq f_l$. Portanto, esse conversor é mais adequado a aplicações nas quais $f_g = f_l$ e $V_g \geq V_l$. Uma possível aplicação seria um sistema no qual $E_g = 220$ V(rms) e $V_l = 110$ V(rms). Assim, como no caso do conversor 6L1D, a carga pode impor restrições no controle das tensões nos barramentos CC.

Conforme dito anteriormente, em todas as análises realizadas nesse capítulo, $f_g = f_l$. As tensões nos barramentos CC dos conversores 6L, 6L1D e 6L2D precisam ser aumentadas para que elas possam lidar com sobretensões na tensão da rede elétrica. Por exemplo, se $f_g = f_l$ e $V_g = V_l = 1$ pu, um aumento de 20% em v_{C_t} permite que todos os sistemas operem com sobretensões de até 20% na tensão da rede elétrica. Esse aumento nas tensões nos barramentos CC também afeta o valor do máximo afundamento na tensão da rede elétrica.

2.4 Técnica PWM vetorial

A partir deste ponto do capítulo, $v_{C_a} = v_{C_b} = E$. A Figura 2.8 mostra o plano vetorial gerado pelo conversor 6L, enquanto os planos gerados pelos conversores 6L1D e 6L2D são representados na Figura 2.9. Cada triângulo é um setor e cada vértice representa um vetor de tensão.

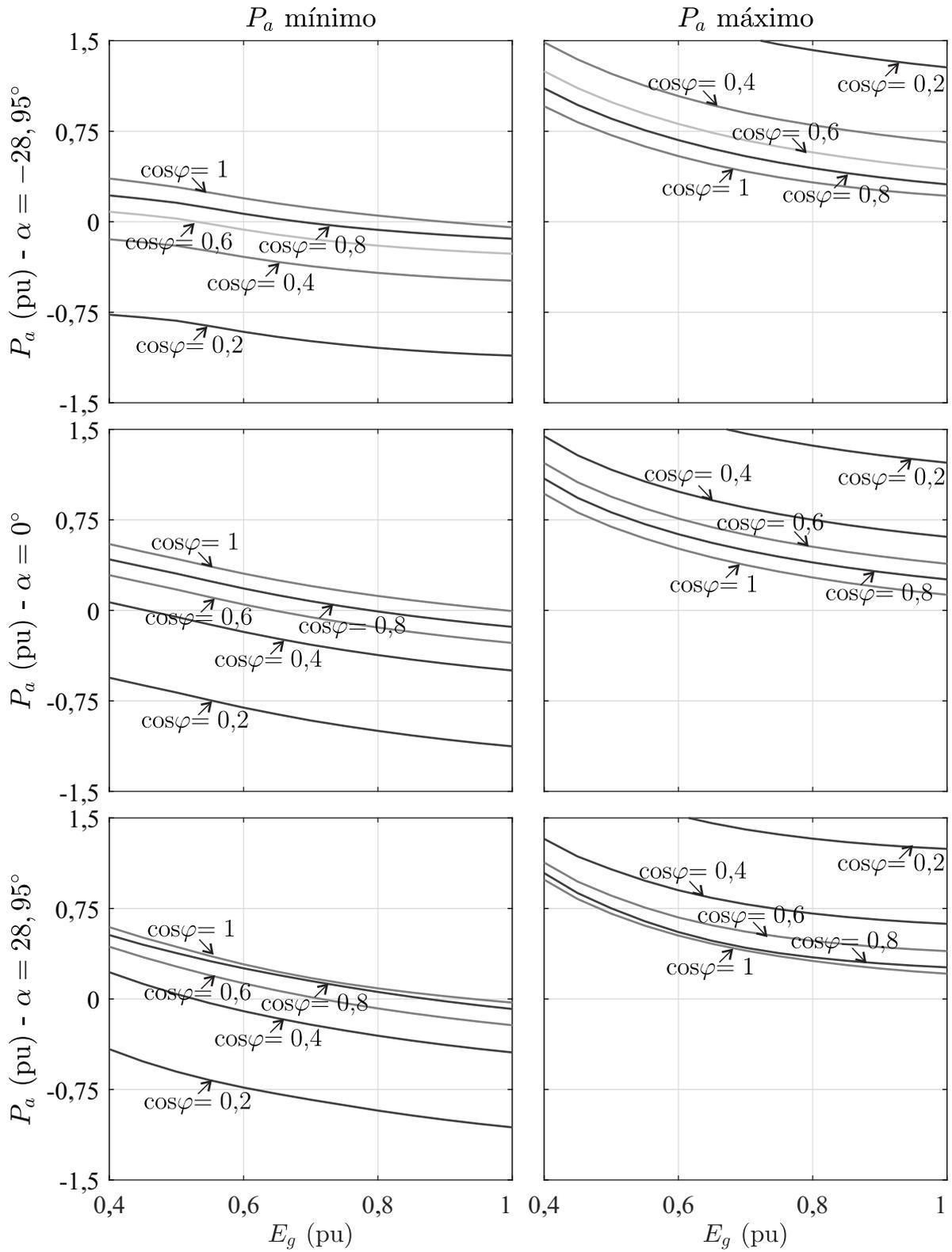


Figura 2.5 – Potências médias mínimas e máximas no barramento a (P_a) versus E_g para vários valores de $\cos\phi$ e α - conversor 6L1D com $f_g = f_l$, $V_g^m = V_l^m = 1$ pu e $v_{C_t} = 1$ pu.

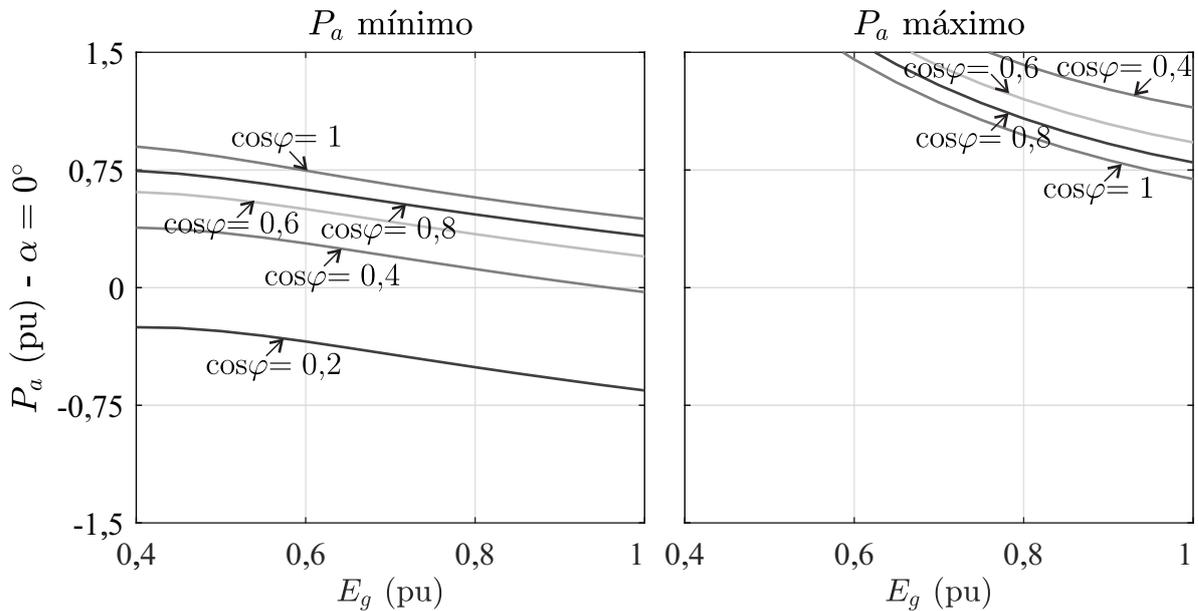


Figura 2.6 – Potências médias mínimas e máximas no barramento a (P_a) versus E_g para vários valores de $\cos \varphi$ e $\alpha = 0^\circ$ - conversor 6L1D com $f_g = f_l$, $V_g^m = 0,5V_l^m = 0,5$ pu e $v_{C_t} = 1$ pu.

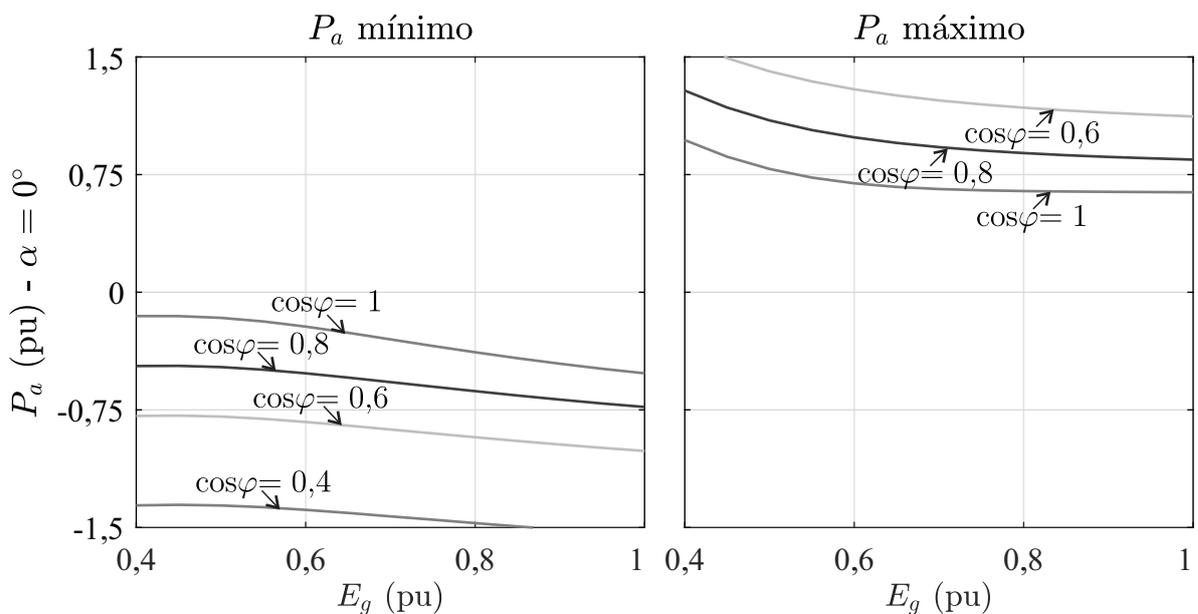


Figura 2.7 – Potências médias mínimas e máximas no barramento a (P_a) versus E_g para vários valores de $\cos \varphi$ e $\alpha = 0^\circ$ - conversor 6L1D com $f_g = f_l$, $V_l^m = 0,5V_g^m = 0,5$ pu e $v_{C_t} = 1$ pu.

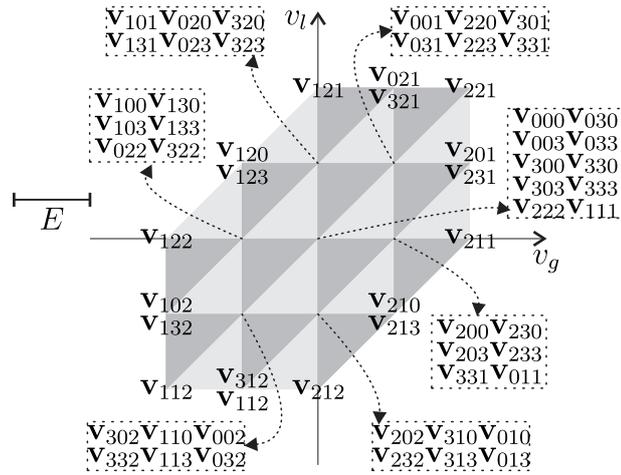


Figura 2.8 – Plano vetorial gerado pela configuração 6L com $v_{C_a} = v_{C_b} = E$.

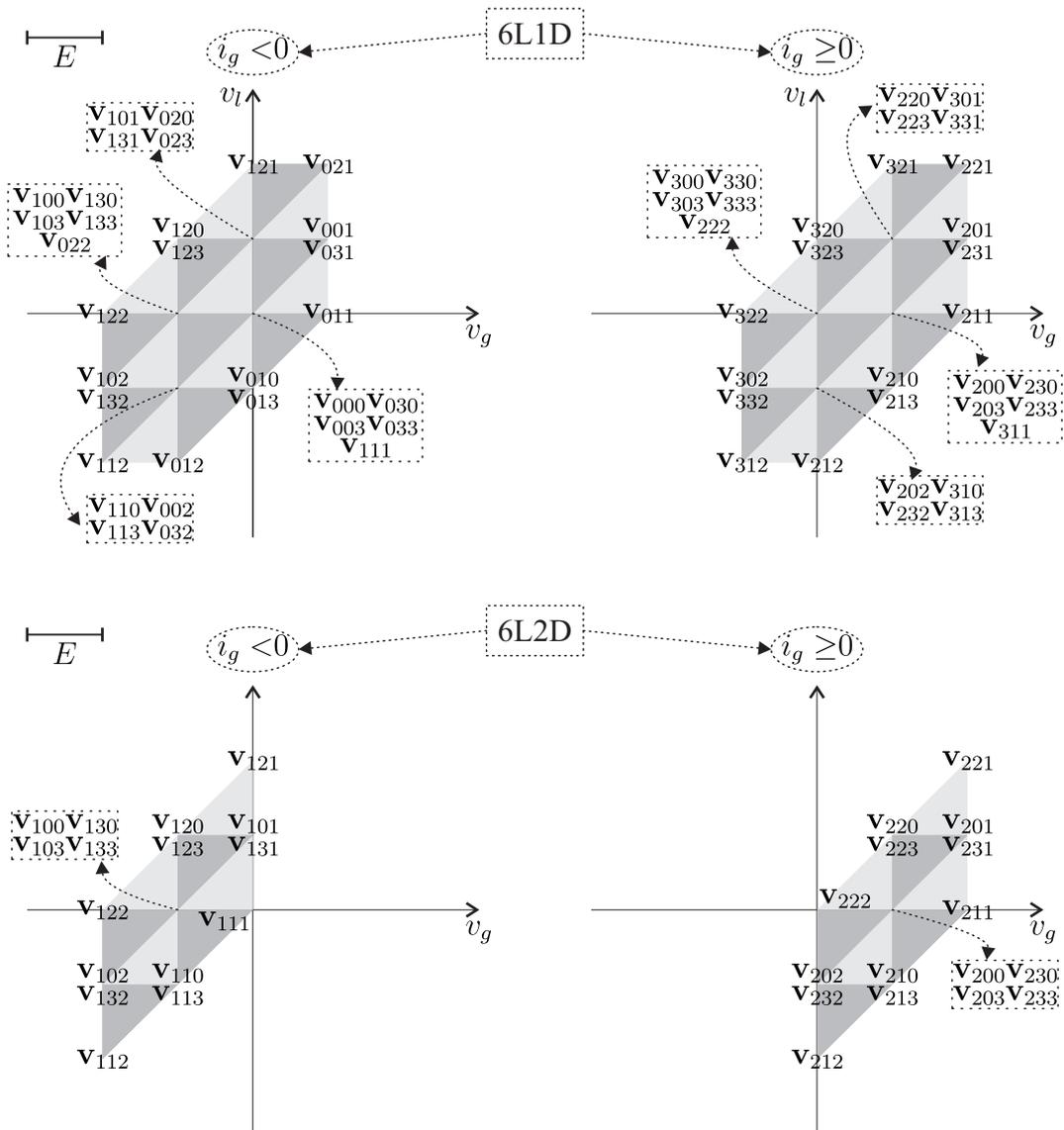


Figura 2.9 – Planos vetoriais gerados pelas configurações 6L1D e 6L2D com $v_{C_a} = v_{C_b} = E$.

$\mathbf{v}_{n_g n_l n_h}$ representa o vetor de tensão gerado por uma dada combinação de estados de chaves e diodos, n_w é o número binário $\{q_{w_a}, q_{w_b}\}$ (com a exceção de n_g para os conversores 6L1D e 6L2D, onde ele representa $\{d_{g_a}, q_{g_b}\}$ e $\{d_{g_a}, d_{g_b}\}$, respectivamente) convertido para decimal. Por exemplo, se $q_{h_a} = 1$ e $q_{h_b} = 0$, $n_h = 2$. A tensão em cada ponto do plano vetorial é representada por:

$$\mathbf{v} = v_g + jv_l \quad (2.20)$$

onde $v_g = \text{Re}(\mathbf{v})$ e $v_l = \text{Im}(\mathbf{v})$.

O símbolo * como sobrescrito indica que a variável é de referência. Dado que $\mathbf{v}^* = v_g^* + jv_l^*$ representa as tensões a serem geradas pelo conversor, o vetor de referência localizado dentro de um setor deve ser sintetizado utilizando os vetores \mathbf{v}_x , \mathbf{v}_y e \mathbf{v}_z , localizados nos vértices do triângulo. Então, para cada setor, pode ser escrito:

$$\mathbf{v}^* = \frac{t_x}{T} \mathbf{v}_x + \frac{t_y}{T} \mathbf{v}_y + \frac{t_z}{T} \mathbf{v}_z \quad (2.21)$$

$$T = t_x + t_y + t_z \quad (2.22)$$

onde T é o período de amostragem e t_x , t_y e t_z são os tempos de aplicação dos vetores \mathbf{v}_x , \mathbf{v}_y e \mathbf{v}_z , respectivamente. Esses intervalos de tempo são calculados usando a Equação (2.23).

$$\begin{bmatrix} t_x \\ t_y \\ t_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\text{Re}(\mathbf{v}_x)}{T} & \frac{\text{Re}(\mathbf{v}_y)}{T} & \frac{\text{Re}(\mathbf{v}_z)}{T} \\ \frac{\text{Im}(\mathbf{v}_x)}{T} & \frac{\text{Im}(\mathbf{v}_y)}{T} & \frac{\text{Im}(\mathbf{v}_z)}{T} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} v_g^* \\ v_l^* \\ T \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

Em muitos casos, um vetor de tensão pode ser gerado por mais de um conjunto de estados de chaves. Essas redundâncias e a sequência de aplicação dos vetores de tensão são selecionadas de forma a reduzir a frequência de chaveamento do conversor e, conseqüentemente, as perdas por chaveamento. Todas os conversores estudados neste capítulo podem operar mudando o estado de apenas duas chaves durante um período de amostragem.

Considerando os conversores 6L1D e 6L2D, algumas chaves controladas são substituídas por diodos e, como resultado, parte dos vetores de tensão e redundâncias são perdidas. Por exemplo, como pode-se observar na Figura 2.9, os vetores de tensão que podem ser gerados e as redundâncias que podem ser utilizadas em dado momento dependem do sentido da corrente i_g . Isso explica porque esses conversores possuem regiões de operação mais restritas que o conversor 6L. Como pode ser visto nos planos vetoriais, as tensões sintetizadas podem ter até cinco níveis de tensão.

2.5 Técnicas de regulação das tensões nos barramentos CC

Dado que alguns vetores de tensão equivalentes são gerados por mais de uma combinação de estados das chaves e que muitas dessas combinações possuem efeitos opostos nas tensões nos barramentos CC, é possível utilizar essas redundâncias para regular as tensões nos barramentos.

O valor instantâneo da corrente no barramento a é definido como i_{C_a} e depende da combinação de chaves que está sendo utilizada para gerar dado vetor de tensão. O valor de i_{C_a} pode ser calculado utilizando as seguintes equações:

$$i_{C_a} = q_{g_a} i_g - q_{l_a} i_l + q_{h_a} i_h \quad (2.24)$$

para o conversor 6L e

$$i_{C_a} = d_{g_a} i_g - q_{l_a} i_l + q_{h_a} i_h \quad (2.25)$$

para os conversores 6L1D e 6L2D, onde $i_h = i_l - i_g$ para os conversores 6L, 6L1D e 6L2D.

Dado que em alguns casos um mesmo vetor de tensão pode ser gerado por diferentes combinações de estados das chaves, essas redundâncias podem ser utilizadas para impor valores instantâneos de i_{C_a} que contribuam com o aumento ou a diminuição de v_{C_a} . Por exemplo, observando a Figura 2.8, pode ser visto que o vetor de tensão $E + jE$ pode ser gerado por seis combinações diferentes de chaves quando o conversor 6L é implementado. A Tabela 2.2 mostra os valores de i_{C_a} para cada redundância, calculados a partir da Equação (2.24). O valor instantâneo de i_{C_a} pode ser ranqueado e, desta forma, as combinações que geram os maiores valores de corrente podem ser utilizadas para aumentar v_{C_a} , enquanto aquelas que geram os menores valores de corrente podem ser utilizadas para diminuir v_{C_a} . Além disso, as redundâncias que geram i_{C_a} igual a zero podem ser utilizadas quando não for necessário aumentar ou diminuir v_{C_a} . Quando duas ou mais redundâncias impõem o mesmo valor de i_{C_a} e realizam a ação de controle desejada, é escolhida a redundância que reduz a frequência de chaveamento do conversor.

De forma a regular as tensões nos barramentos CC, três modos de operação da PWM são desenvolvidos:

1. Modo PWM I: esse modo é utilizado quando v_{C_a} está dentro do intervalo de tolerância. As redundâncias são selecionadas de forma que i_{C_a} seja igual a zero sempre que possível. Do contrário, utiliza-se a redundância que impõe o menor valor absoluto de i_{C_a} . Por exemplo, no caso do vetor $E + jE$ para o conversor 6L com $v_{C_a} = v_{C_b} = E$, seria escolhida a redundância \mathbf{v}_{001} ou \mathbf{v}_{223} .

Tabela 2.2 – Valores de i_{C_a} para o vetor $\mathbf{v} = E + jE$ (configuração 6L com $v_{C_a} = v_{C_b} = E$)

Vetor de tensão	Combinações de estados das chaves						i_{C_a}
	q_{g_a}	q_{g_b}	q_{l_a}	q_{l_b}	q_{h_a}	q_{h_b}	
\mathbf{v}_{001}	0	0	0	0	0	1	0
\mathbf{v}_{031}	0	0	1	1	0	1	i_l
\mathbf{v}_{220}	1	0	1	0	0	0	$-i_h$
\mathbf{v}_{223}	1	0	1	0	1	1	0
\mathbf{v}_{301}	1	1	0	0	0	1	i_g
\mathbf{v}_{331}	1	1	1	1	0	1	$-i_h$

2. Modo PWM II: esse modo é utilizado quando é necessário aumentar v_{C_a} . As redundâncias são selecionadas de forma que i_{C_a} possua um dos seus maiores valores possíveis. Por exemplo, no caso do vetor $E + jE$ para o conversor 6L com $v_{C_a} = v_{C_b} = E$, seria escolhida a redundância \mathbf{v}_{031} , se i_l fosse maior que 0, i_g e $-i_h$.
3. Modo PWM III: esse modo é utilizado quando é necessário diminuir v_{C_a} . As redundâncias são selecionadas de forma que i_{C_a} possua um dos seus menores valores possíveis. Por exemplo, no caso do vetor $E + jE$ para o conversor 6L com $v_{C_a} = v_{C_b} = E$, seria escolhida a redundância \mathbf{v}_{331} , se i_l fosse menor que 0, i_g e $-i_h$.

A Figura 2.10 mostra como escolher o modo de operação da PWM. No início do período de amostragem, v_{C_a} é comparado com $v_{C_a}^*$. Se a tensão estiver dentro do intervalo de tolerância, o conversor utiliza o Modo PWM I. Do contrário, ele utiliza os Modos II ou III. Se a tensão no barramento a precisa aumentar, o Modo PWM II é utilizado. Se a tensão no barramento a precisa diminuir, o Modo PWM III é utilizado. Esse procedimento pode ser realizado para todas os conversores discutidos neste capítulo, dado que i_{C_a} pode ser calculado para todos os estados das chaves usando as Equações (2.24) e (2.25).

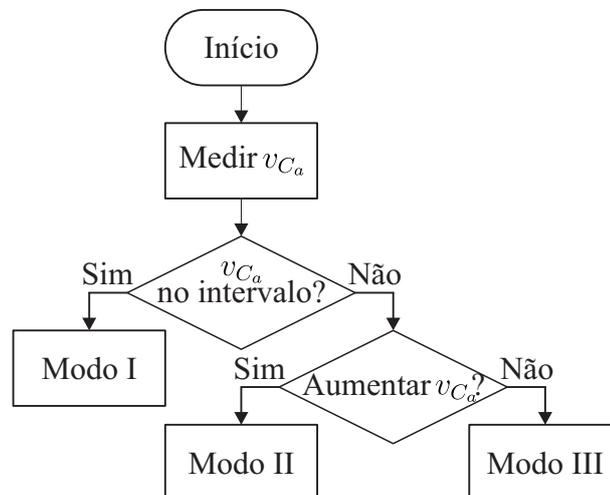


Figura 2.10 – Seleção do modo de operação da PWM das configurações 6L, 6L1D e 6L2D.

Muitos vetores de tensão possuem redundâncias. Entretanto, não é necessário utilizar as redundâncias de todos os vetores de tensão de forma a balancear as tensões nos barramentos CC. Isso reduz o tempo de processamento da técnica. O conversor 6L2D possui menos redundâncias que os demais. Entretanto, ainda assim é possível regular as tensões nos barramentos CC utilizando apenas redundâncias de vetores de tensão na maioria das condições de carga.

No caso das condições de carga nas quais as redundâncias não forem suficientes para regular as tensões nos barramentos CC, duas possíveis soluções seriam implementar 1) uma PWM escalar e utilizar seus graus de liberdade para regular as tensões e 2) a PWM vetorial utilizando vetores de tensão que corrigissem o valor de v_{C_a} mesmo que eles não fossem os vetores mais próximos da referência \mathbf{v}^* (i.e., utilizar setores maiores que os representados nas Figuras 2.8 e 2.9).

2.6 Modelos do controle

No sistema de controle, a tensão média nos barramentos CC $v_{C_m} = (v_{C_a} + v_{C_b})/2$ é controlada por meio da amplitude da corrente da rede elétrica, a tensão v_{C_a} é regulada usando a estratégia PWM e a corrente da rede elétrica é controlada por meio da tensão v_g , como mostrado na Figura 2.11. Nesta seção, os modelos utilizados para definir os controladores são apresentados.

2.6.1 Modelo do controle de corrente

A partir do modelo do conversor (veja a Figura 2.4) pode ser escrito que:

$$v_g = -R_g i_g - L_g \frac{di_g}{dt} + e_g \quad (2.26)$$

onde R_g e L_g são a resistência e indutância da rede elétrica, respectivamente.

Considerando a tensão da rede elétrica e_g como uma perturbação, o seguinte modelo de primeira ordem relacionando as transformadas de Laplace da corrente i_g ($I_g(s)$) e da tensão v_g ($V_g(s)$) é obtido:

$$I_g(s) = -\frac{1}{R_g + sL_g} V_g(s). \quad (2.27)$$

2.6.2 Modelo do controle das tensões nos barramentos CC

Assumindo uma carga RL, a equação de balanço de potência do sistema pode ser escrita como:

$$p_{in} = p_a + p_b + p_{out} \quad (2.28)$$

onde

$$p_{in} = e_g i_g - R_g i_g^2 - \frac{d}{dt} \left(\frac{L_g}{2} i_g^2 \right) \quad (2.29)$$

$$p_{out} = -R_l i_l^2 - \frac{d}{dt} \left(\frac{L_l}{2} i_l^2 \right) \quad (2.30)$$

$$p_a = \frac{d}{dt} \left(\frac{C}{2} v_{C_a}^2 \right) \quad (2.31)$$

$$p_b = \frac{d}{dt} \left(\frac{C}{2} v_{C_b}^2 \right) \quad (2.32)$$

e p_{in} , p_{out} , p_a e p_b são as potências instantâneas na entrada e na saída do sistema e nos barramentos CC a e b , respectivamente. R_l e L_l são respectivamente a resistência e a indutância da carga e C é a capacitância de cada barramento CC.

Linearizando a equação de balanço de potência em torno do ponto de operação e desconsiderando os termos de ordem elevada e alguns termos considerados como perturbações, é possível obter uma função de transferência relacionando $V_{C_m}(s) = (V_{C_a}(s) + V_{C_b}(s))/2$ e $I_g(s)$, como no caso de um retificador trifásico [84]. Desconsiderando L_g e R_g , uma função de transferência entre as pequenas variações de v_{C_m} ($\Delta V_{C_m}(s)$) e I_g ($\Delta I_g(s)$) é obtida como:

$$\frac{\Delta V_{C_m}(s)}{\Delta I_g(s)} = K_g \frac{1}{sT_c + 1} \quad (2.33)$$

onde $T_c = \alpha_c R_l C$ e $K_g = \frac{\alpha_g R_l E_g}{V_{C_{m0}}}$ ($V_{C_{m0}}$ é o valor de v_{C_m} no ponto de operação considerado e α_c e α_g são parâmetros que dependem do tipo de perturbação desconsiderada). Um controlador Proporcional e Integral (PI) pode ser derivado a partir desse modelo para controlar v_{C_m} .

2.7 Sistema de controle

Os diagramas de potência e de controle dos sistemas propostos são apresentados na Figura 2.11. R_{C_m} é um controlador PI que recebe o erro $v_{C_m}^* - v_{C_m}$, onde $v_{C_m} = (v_{C_a} + v_{C_b})/2$, e gera a amplitude de referência de i_g^* (representada como I_g^*). A função de transferência na Equação (2.33) pode ser utilizada para obter os ganhos do controlador. Entretanto, como essa função de transferência é uma aproximação, os parâmetros do controlador precisam ser ajustados por meio de simulações. É importante notar que outros controles mais sofisticados poderiam ser aplicados, entretanto esse não é o escopo deste trabalho.

A corrente de referência é calculada pelo bloco S_{in} , que sincroniza i_g^* com e_g ou v_g , dependendo do conversor utilizado. No caso dos conversores 6L e 6L1D, i_g^* e e_g são sincronizados e isso garante o fator de potência visto pela rede elétrica unitário. Por outro

lado, no caso do conversor 6L2D, i_g^* e v_g precisam ser sincronizados para que o conversor possa gerar as tensões de referência corretamente e operar sem distorção na corrente i_g na passagem pelo zero. Nesse caso, o conversor não pode operar com fator de potência visto pela rede elétrica unitário. Entretanto, o indutor de acoplamento entre a rede elétrica e o conversor é projetado de forma que o ângulo entre e_g e v_g seja pequeno e, portanto, a rede elétrica possa operar vendo um fator de potência alto. Durante as análises realizadas neste capítulo, utiliza-se o filtro proposto em [85], exceto nos resultados de simulação e experimentais, nos quais são usados os componentes disponíveis no laboratório.

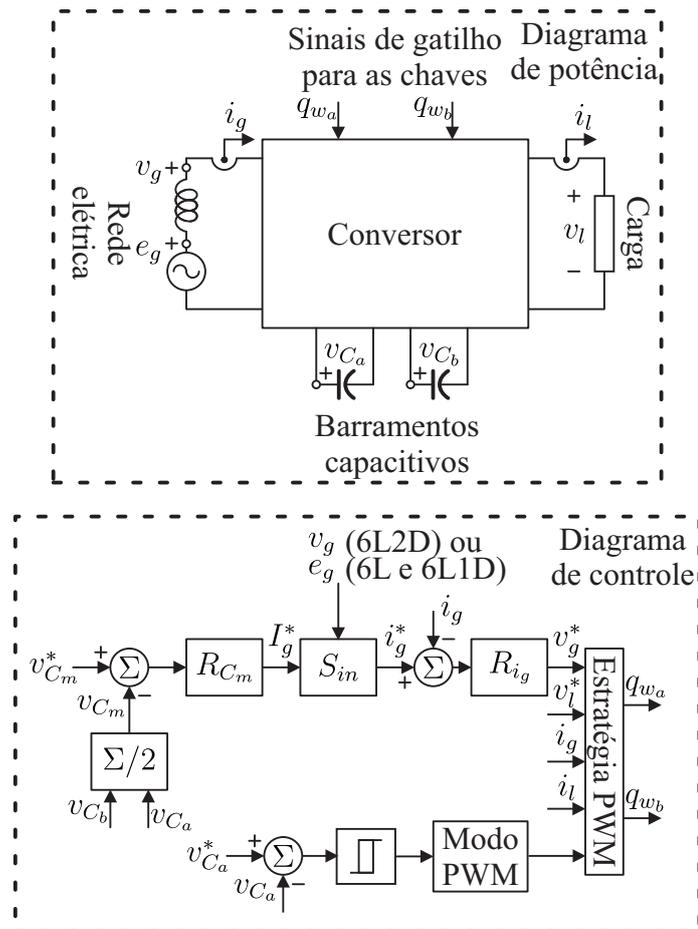


Figura 2.11 – Diagramas de potência e de controle das configurações 6L, 6L1D e 6L2D.

O controlador R_{i_g} recebe o erro $i_g^* - i_g$ e gera a tensão de referência v_g^* usando um controlador de sequência dupla. Esse tipo de controlador é capaz de controlar valores senoidais e seu modelo é apresentado em [86]. Além do controle de v_{C_m} , é necessário balancear v_{C_a} e v_{C_b} . Como explicado previamente, os vetores de tensão aplicados e suas redundâncias impactam as tensões nos barramentos CC. Como solução, um controle por histerese associado à técnica apresentada na seção 2.5 é utilizado para regular v_{C_a} .

O bloco Modo PWM na Figura 2.11 opera de acordo com o fluxograma apresentado na Figura 2.10. Quando o erro $v_{C_a}^* - v_{C_a}$ está dentro da banda de histerese, o Modo PWM I é utilizado. Quando o erro de tensão atinge os limites da banda de histerese, o Modo

PWM II/III é utilizado para aumentar/diminuir v_{C_a} até que o erro de tensão cruze o valor zero.

Conforme mostrado na seção 2.3, o ângulo máximo entre v_g e v_l (α) depende do conversor utilizado. Esse ângulo pode ser utilizado de forma a reduzir a corrente do braço comum (i_h). O conversor 6L2D opera apenas com $\alpha = 0^\circ$, logo não pode utilizar a técnica de redução de i_h . Essa técnica não foi utilizada durante este trabalho e mais informações sobre ela são fornecidas em [45].

2.8 Comparação das configurações

Nesta seção, uma análise comparativa dos conversores 6L, 6L1D e 6L2D em termos das distorções harmônicas e perdas nos semicondutores é feita. As simulações foram realizadas em malha aberta e a Tabela 2.3 mostra os parâmetros utilizados nas análises.

Tabela 2.3 – Parâmetros utilizados na comparação das configurações 6L, 6L1D e 6L2D

Parâmetro		Valor
Tensão de referência no lado da rede elétrica	V_g^*	122,1 V(rms)
Tensão de referência na carga	V_l^*	120 V(rms)
Tensão nos barramentos CC	v_{C_a}/v_{C_b}	90/90 V
Ângulo entre v_g e v_l	α	0°
Potência de saída na carga	P_l	500 W
Fator de potência da carga	$\cos \varphi$	0,9
Frequências da rede elétrica e na carga	f_g/f_l	60/60 Hz
Frequência de amostragem	f_s	10,02 kHz

Dado que os conversores 6L1D e 6L2D têm como origem o conversor 6L com menor número de chaves controladas, todos os conversores considerados possuem redundâncias em comum. Considerando um ponto de operação que é parte da região de operação de todos os conversores, eles podem utilizar as mesmas redundâncias e, conseqüentemente, gerar tensões com distorções harmônicas similares. Para gerar os resultados apresentados nesta seção, todos os conversores foram simulados utilizando suas redundâncias em comum.

Os vetores de tensão foram sempre aplicados simetricamente em relação a metade do período de amostragem e as redundâncias foram selecionadas de forma a minimizar a frequência de chaveamento (todos os conversores operam mudando o estado de apenas duas chaves por período de amostragem). Além disso, sempre que possível, as combinações de estados de chaves que geram $i_{C_a} = 0$ são utilizadas e isso diminui o fluxo de potência entre os dois barramentos CC.

A amplitude da tensão fornecida pela rede elétrica foi $E_g = 120$ V(rms) (para os conversores 6L e 6L1D) e $E_g = 124,8$ V(rms) (para o conversor 6L2D). Esses valores de E_g

geram uma tensão de referência $V_g^* = 122,1 \text{ V(rms)}$. Como o conversor 6L2D sincroniza v_g e i_g (no caso simulado, o fator de potência visto pela rede elétrica foi 0,98), V_g será menor que E_g e, para garantir que $V_l \leq V_g$ de forma que o conversor opere corretamente, E_g precisa ser maior que 1 pu (nesse caso, 1 pu corresponde a 120 V(rms)). Os outros conversores sincronizam e_g e i_g (o fator de potência visto pela rede elétrica é unitário) e podem operar com E_g igual a 1 pu.

Considerando essas informações, o sistema 6L2D precisa de um transformador elevador em aplicações nas quais as tensões na carga e da rede elétrica são iguais a 1 pu e para aumentar as tensões nos barramentos CC para lidar com afundamentos na tensão da rede elétrica. Se esse conversor opera com $E_g = 220 \text{ V(rms)}$ e $V_l = 110 \text{ V(rms)}$, não é necessário utilizar um transformador porque V_g sempre será maior que V_l .

A Figura 2.12 mostra as tensões geradas pelos conversores (as formas de onda são similares para todos os conversores) nas condições consideradas. v_g e v_l são sintetizados utilizando cinco níveis de tensão, conforme esperado para os conversores operando com $v_{C_a} = v_{C_b}$ (observe as Figuras 2.8 e 2.9) e índice de modulação alto.

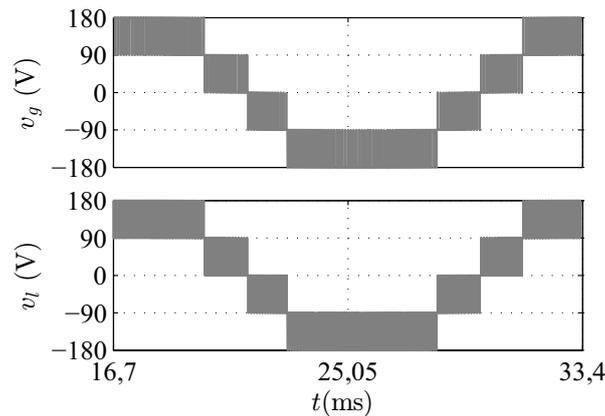


Figura 2.12 – Tensões geradas (as formas de onda são similares para as configurações 6L, 6L1D e 6L2D).

2.8.1 Distorção harmônica

As distorções harmônicas são calculadas utilizando a Distorção Harmônica Total Ponderada (*Weighted Total Harmonic Distortion* - WTHD) das tensões geradas pelos conversores, sendo dadas por:

$$\text{WTHD}(\%) = \frac{100}{\gamma_1} \sqrt{\sum_{h=2}^{N_h} \left(\frac{\gamma_h}{h}\right)^2} \quad (2.34)$$

onde γ_1 é a amplitude da fundamental da tensão, γ_h é a amplitude do componente harmônico de ordem h e N_h é o número de harmônicos considerados ($N_h = 1000$).

A Tabela 2.4 traz a comparação entre os conversores 6L, 6L1D e 6L2D em termos das distorções harmônicas das tensões geradas. Como pode ser visto, todos os conversores apresentam os mesmos resultados porque eles utilizam as redundâncias em comum para gerar as tensões. É importante destacar que, embora os conversores 6L1D e 6L2D possuam menos vetores de tensão redundantes que o conversor 6L, todos os conversores podem operar mudando o estado de apenas duas chaves durante um período de amostragem.

Tabela 2.4 – WTHDs das tensões (%) geradas pelas configurações 6L, 6L1D e 6L2D

Conversor	WTHD de v_g	WTHD de v_l
6L	0,1423	0,1346
6L1D	0,1423	0,1346
6L2D	0,1423	0,1347

A análise da distorção harmônica não é suficiente para comparar os conversores uma vez que todos os conversores podem operar com os mesmos valores de WTHDs (respeitando os limites de operação de cada conversor). A próxima subseção apresenta a análise das perdas nos semicondutores.

2.8.2 Perdas nos semicondutores e frequências de chaveamento

Na Tabela 2.5 são especificadas as perdas por condução, chaveamento e totais (P_{cd} , P_{sw} e P_{to} , respectivamente) nos semicondutores dos conversores investigados. Esses resultados foram obtidos nas mesmas condições nas quais foram calculadas as distorções harmônicas. A eficiência dos sistemas de conversão (representada por $E_f(\%)$), também mostrada na Tabela 2.5, é definida por:

$$E_f(\%) = 100 \left(\frac{P_l}{P_l + P_{to}} \right). \quad (2.35)$$

onde P_l é a potência de saída na carga.

O modelo de perdas nos semicondutores foi apresentado em [87] e inclui: 1) perdas por condução nos diodos e *Insulated Gate Bipolar Transistors* (IGBTs); 2) perdas ao disparar os IGBTs; 3) perdas ao bloquear os IGBTs; e 4) perdas por recuperação reversa nos diodos. Esse modelo utiliza as seguintes suposições:

- Os tempos de disparo e bloqueio dos IGBTs são muito pequenos de forma que a corrente na carga nesse intervalo é praticamente constante. Desta forma, a corrente associada a uma dada perda por chaveamento é aproximadamente igual a corrente imediatamente antes do bloqueio e imediatamente depois do disparo.

- A resistência térmica da junção para o invólucro é bem pequena. Desta forma, após a estabilização do fluxo de calor, a temperatura do invólucro é aproximadamente igual a temperatura de operação da junção.

Tabela 2.5 – Perdas nos semicondutores e eficiência das configurações 6L, 6L1D e 6L2D

Conversor	P_{cd} (W)	P_{sw} (W)	P_{to} (W)	E_f (%)
6L	23,3593	9,1105	32,4698	93,90
6L1D	23,3589	9,1143	32,4731	93,90
6L2D	21,4785	8,3642	29,8427	94,37

Os conversores 6L e 6L1D possuem as mesmas perdas nos semicondutores porque ambos operam com e_g e i_g sincronizados e, conseqüentemente, os valores de i_g , i_l e i_h são os mesmos para ambos os conversores. Como deve ser notado, o conversor 6L2D possui as menores perdas totais (8% menores que as dos conversores 6L e 6L1D) e, conseqüentemente, tem a maior eficiência. Isso acontece porque esse conversor opera com v_g e i_g sincronizados. Isso reduz o ângulo entre i_g e i_l e, conseqüentemente, reduz a amplitude da corrente do braço comum (i_h). É importante observar que, se os outros conversores operarem com v_g e i_g sincronizados, elas terão eficiência próxima a do conversor 6L2D.

A Tabela 2.6 mostra a frequência de cada chave e diodo quando todos os conversores operam com a mesma frequência de amostragem. f_{w_u} representa a frequência média das chaves ou diodos do braço w_u . Os diodos dos conversores 6L1D e 6L2D funcionam com a frequência de chaveamento igual à frequência fundamental da corrente da rede elétrica (no caso simulado, 60 Hz).

Tabela 2.6 – Frequências médias de chaveamento das chaves e diodos das configurações 6L, 6L1D e 6L2D (kHz)

Conversor	f_{g_a}	f_{h_a}	f_{l_a}	f_{g_b}	f_{h_b}	f_{l_b}
6L	0,06	6,54	0,06	0,06	3,72	10,08
6L1D	0,06*	6,54	0,06	0,06	3,72	10,08
6L2D	0,06*	6,54	0,06	0,06*	3,72	10,08

* Frequências dos diodos.

2.9 Resultados de simulação e experimentais

Simulações e experimentos foram realizados nas mesmas condições de operação para verificar a validade das considerações teóricas. Os parâmetros utilizados nos testes estão representados na Tabela 2.7.

Tabela 2.7 – Parâmetros usados nas simulações e nos experimentos das configurações 6L1D e 6L2D

Parâmetro		Valor
Tensão da rede elétrica	E_g	110 e 126 V(rms)
Tensão de referência na carga	V_l^*	110 V(rms)
Tensão nos barramentos CC	v_{C_a}/v_{C_b}	90 V
Banda de histerese de tensão	2% de v_{C_a}	1,8 V
Capacitância dos barramentos CC	C_a/C_b	2200 μ F
Frequências da rede elétrica e na carga	f_g/f_l	60/60 Hz
Frequência de amostragem	f_s	10 kHz
Resistência da rede elétrica	R_g	0,9 Ω
Indutância da rede elétrica	L_g	7 mH

2.9.1 Resultados de simulação

As simulações foram realizadas utilizando o software MATLAB®. Três casos foram simulados:

- caso 1: $E_g = 110$ V(rms) e carga RL (carga com resistência e indutância iguais a $R_l = 27 \Omega$ e $L_l = 21$ mH, respectivamente);
- caso 2: $E_g = 126$ V(rms) e carga não linear;
- caso 3: carga não linear e e_g composto por $E_g = 126$ V(rms) (amplitude da fundamental), 8% de harmônicos de terceira ordem, 5% de harmônicos de quinta ordem e 2% de harmônicos de sétima ordem.
- caso 4: variação na amplitude de E_g de 110 V(rms) para 126 V(rms) com mesma carga RL do caso 1.

As Figuras 2.13, 2.14 e 2.15 mostram os resultados de simulação dos conversores 6L1D e 6L2D nos três primeiros casos considerados. Como esperado, o conversor 6L1D operou com o fator de potência visto pela rede elétrica unitário. Por outro lado, o conversor 6L2D operou com v_g e i_g sincronizados. As tensões nos barramentos CC foram controladas adequadamente e as tensões na entrada e na saída dos conversores tiveram cinco níveis, o que é consistente com as análises teóricas. Mesmo nas simulações com carga não linear, ambas as topologias operaram com a corrente i_g com baixa distorção harmônica.

O controle individual das tensões nos barramentos foi realizado utilizando uma banda de histerese, conforme descrito na seção 2.7. A primeira coluna da Figura 2.13 mostra as tensões nos barramentos se distanciando do valor de referência. Entretanto, o controle por histerese será responsável por corrigir essas tensões quando elas atingirem os limites da banda de histerese.

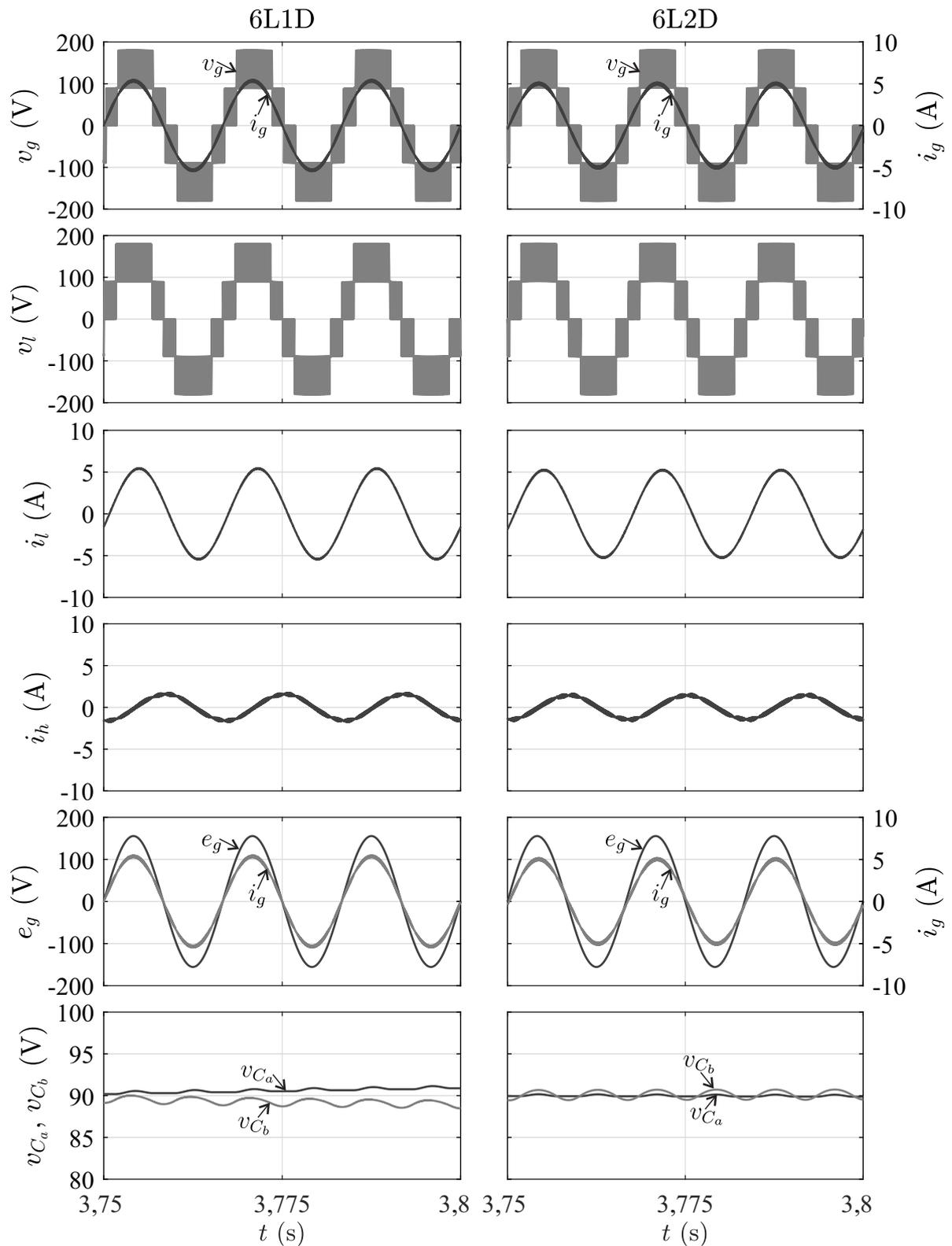


Figura 2.13 – Simulação do controle das configurações 6L1D e 6L2D - caso 1 ($E_g = 110$ V(rms) e carga RL com resistência e indutância iguais a $R_l = 27 \Omega$ e $L_l = 21$ mH, respectivamente).

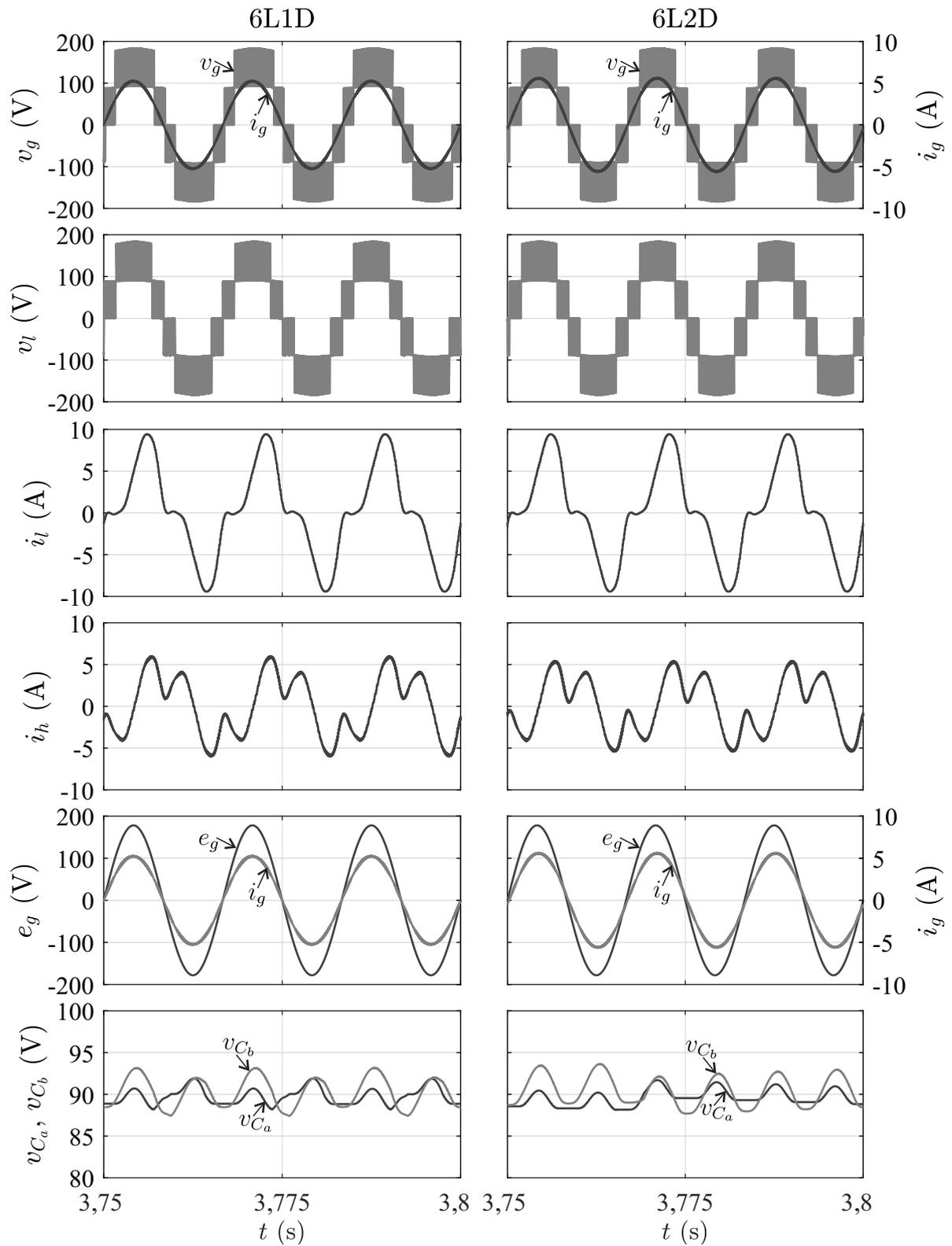


Figura 2.14 – Simulação do controle das configurações 6L1D e 6L2D - caso 2 ($E_g = 126$ V(rms) e carga não linear).

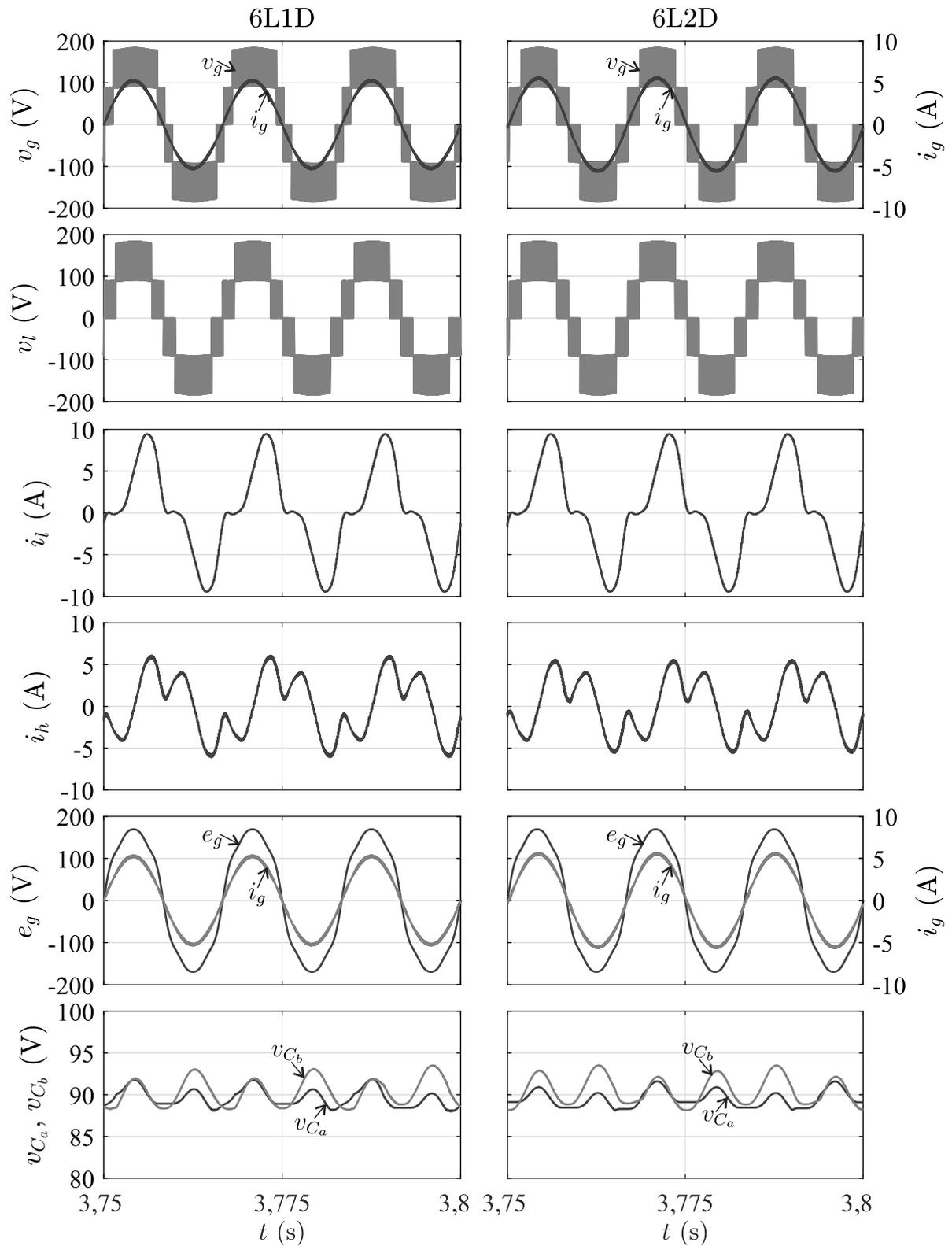


Figura 2.15 – Simulação do controle das configurações 6L1D e 6L2D - caso 3 (carga não linear e e_g composto por $E_g = 126$ V(rms) (amplitude da fundamental), 8% de harmônicos de terceira ordem, 5% de harmônicos de quinta ordem e 2% de harmônicos de sétima ordem).

A Figura 2.16 mostra o conteúdo harmônico das correntes i_g e i_l e das tensões v_l e e_g no caso 3. Como pode ser observado, apesar de i_l possuir harmônicos de baixa ordem (a carga é não linear), esses harmônicos aparecem em i_g de forma bastante atenuada. Além disso, apesar de e_g ter sobretensão em sua componente fundamental e harmônicos de baixa ordem, v_l é gerada com a amplitude correta e harmônicos de baixa ordem com baixa amplitude. Para obter esses resultados, um controlador de sequência dupla foi utilizado para cada harmônico na tensão da rede elétrica [86].

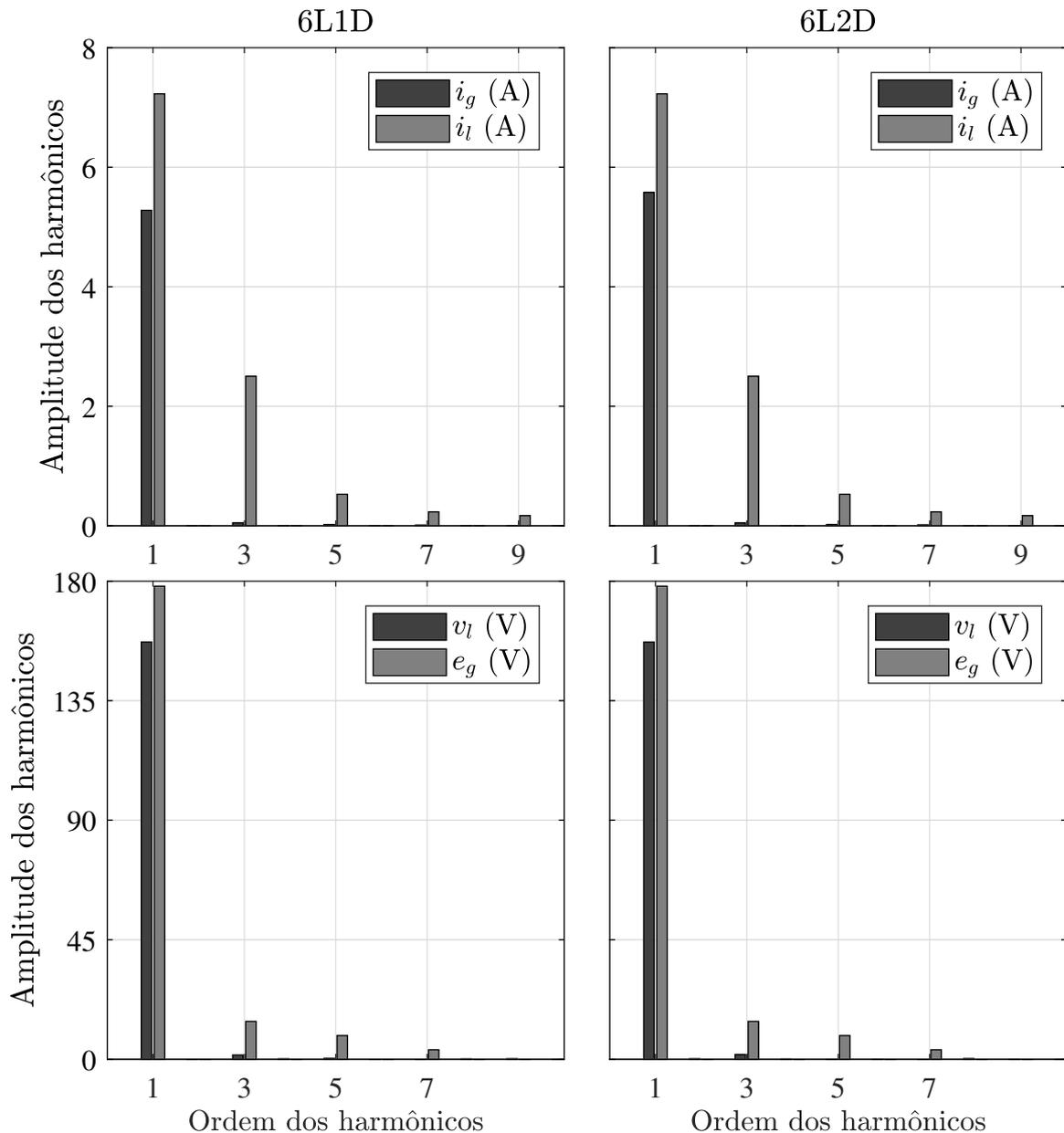


Figura 2.16 – Conteúdo harmônico das correntes i_g e i_l e das tensões v_l e e_g na simulação do controle das configurações 6L1D e 6L2D - caso 3 (carga não linear e e_g composto por $E_g = 126$ V(rms) (amplitude da fundamental), 8% de harmônicos de terceira ordem, 5% de harmônicos de quinta ordem e 2% de harmônicos de sétima ordem).

As Figuras 2.17 e 2.18 mostram o comportamento dos conversores 6L1D e 6L2D, respectivamente, durante e após degrau de 14,5% na tensão E_g (as formas de onda antes do degrau estão representadas na Figura 2.13). Como pode ser observado, o controle é capaz de corrigir adequadamente as tensões nos barramentos CC.

2.9.2 Resultados experimentais

A plataforma utilizada para obtenção dos resultados experimentais foi feita empregando dispositivos de potência da SEMIKRONTM, com as chaves sendo IGBTs com *drivers* dedicados (SKHI23). O Processador Digital de Sinais (*Digital Signal Processor - DSP*) TMS320F28335 foi utilizado para gerar os sinais de gatilho para as chaves e para prover as medidas das variáveis utilizadas no controle. A Figura 2.19 mostra uma visão geral da plataforma destacando alguns elementos.

Os resultados experimentais mostrando a operação dos sistemas com $E_g = 110$ V(rms) e uma carga RL são apresentados na Figura 2.20. Os parâmetros utilizados são iguais aos do caso 1 dos resultados de simulação. Quando os conversores 6L e 6L1D são utilizados, pode ser visto que i_g e e_g ficam sincronizados, logo o fator de potência visto pela rede elétrica é unitário. A figura também mostra que as tensões nos barramentos CC são controladas adequadamente e que as tensões geradas possuem cinco níveis. Quando o conversor 6L2D é utilizado, pode ser visto que i_g e v_g ficam sincronizados, como esperado, as tensões nos barramentos CC são adequadamente reguladas e as tensões geradas possuem cinco níveis.

Os resultados experimentais da operação dos sistemas com $E_g = 126$ V(rms) (sobretensão na tensão fundamental da rede elétrica) e carga não linear são apresentados na Figura 2.21. Os parâmetros utilizados são iguais aos do caso 2 dos resultados de simulação. De forma similar aos resultados com carga RL e sem sobretensão, os sistemas operaram adequadamente.

Uma variação de carga foi realizada para avaliar o comportamento dinâmico dos sistemas, como mostrado nas Figuras 2.22, 2.23 e 2.24. Uma variação em degrau na carga foi feita, de forma que a amplitude da corrente na carga diminuiu 50% em relação ao seu valor inicial. Perceba que todos os requisitos de controle foram estabelecidos.

2.10 Conclusões

Neste capítulo foram propostos e discutidos conversores CA/CC/CA monofásicos/monofásicos unidirecionais compostos por dois conversores 3L com barramentos CC com tensões iguais. Comparados ao conversor convencional 6L, os propostos possuem

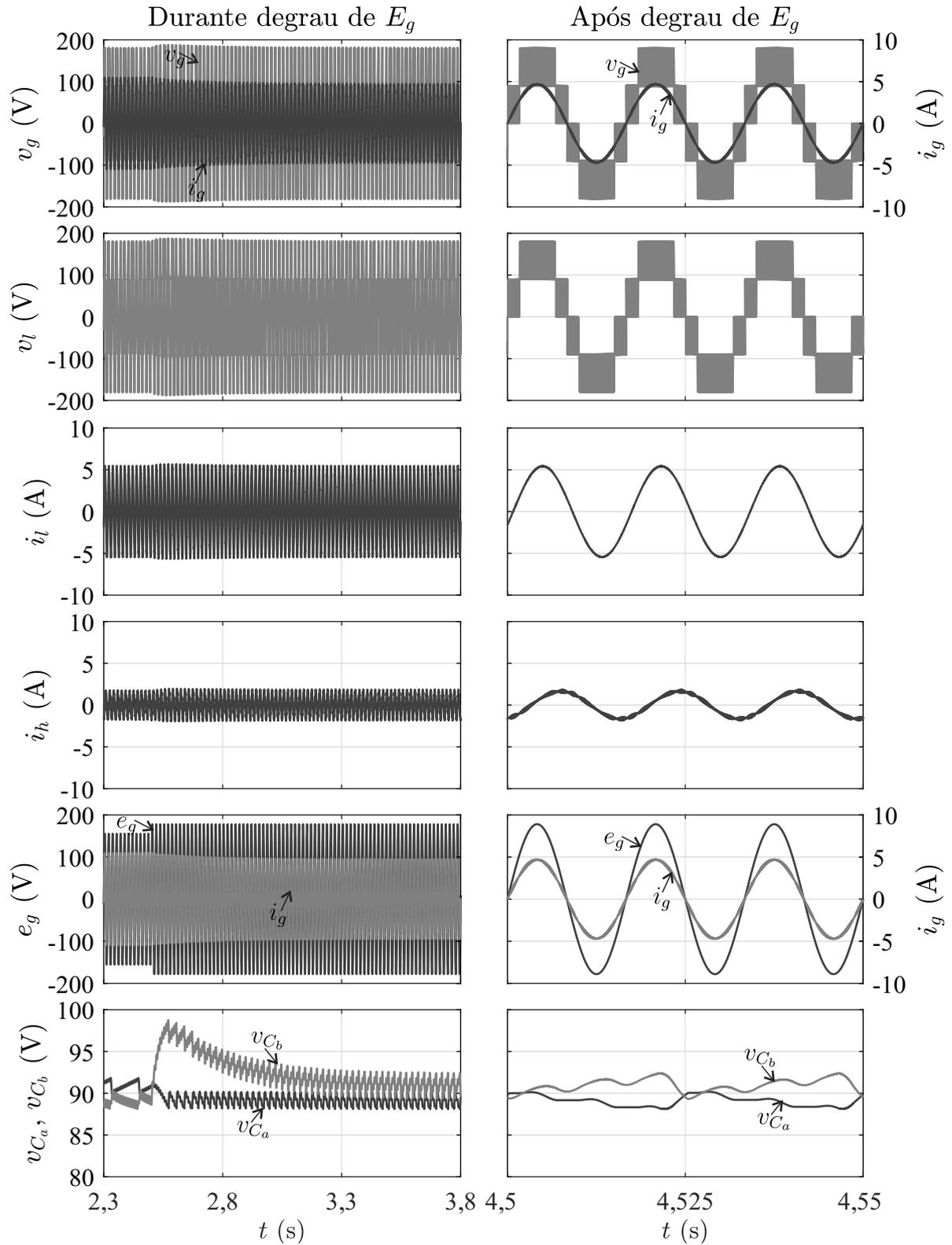


Figura 2.17 – Simulação do controle da configuração 6L1D - caso 4 (variação na amplitude de E_g de 110 V(rms) para 126 V(rms) com mesma carga RL do caso 1).

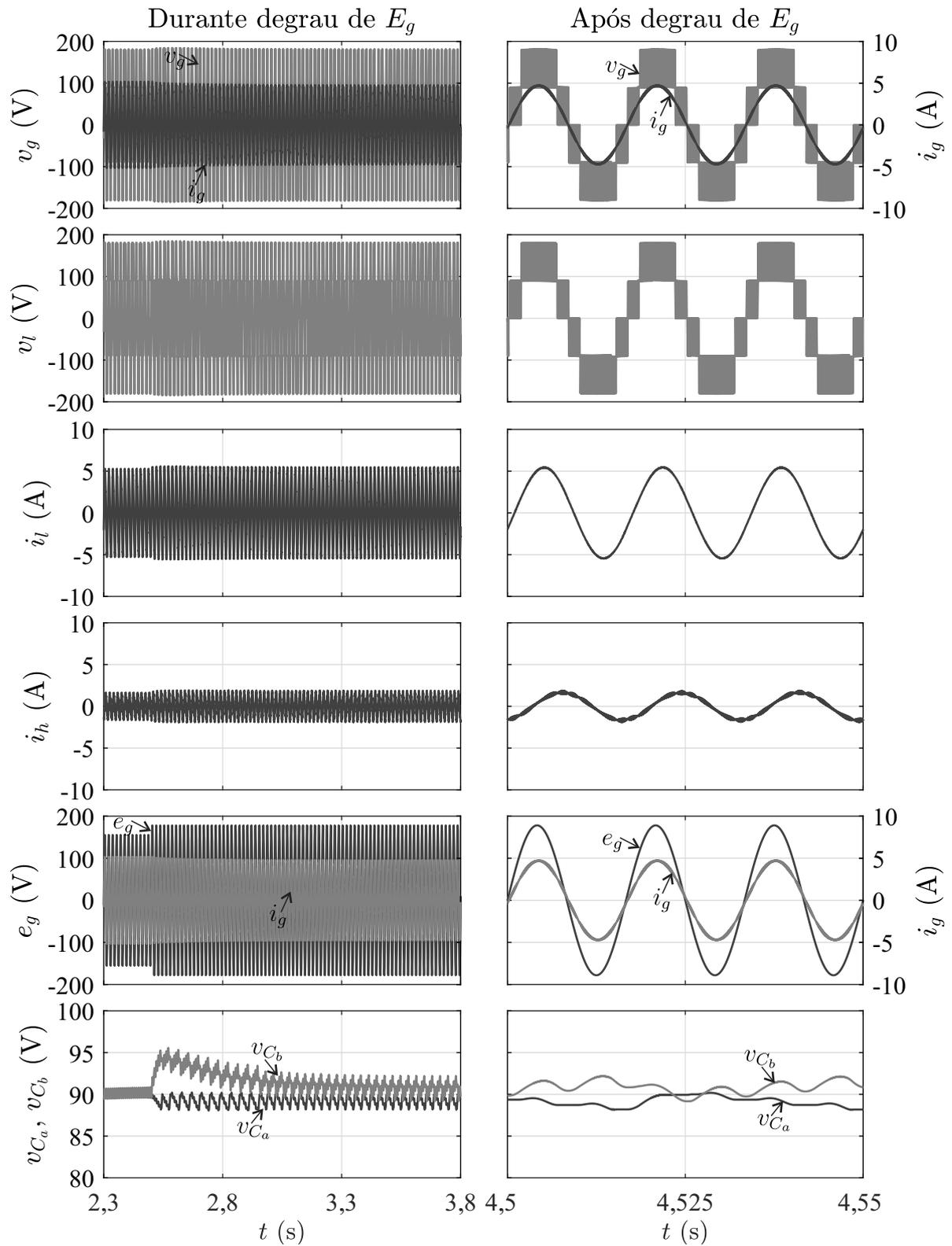


Figura 2.18 – Simulação do controle da configuração 6L2D - caso 4 (variação na amplitude de E_g de 110 V(rms) para 126 V(rms) com mesma carga RL do caso 1).

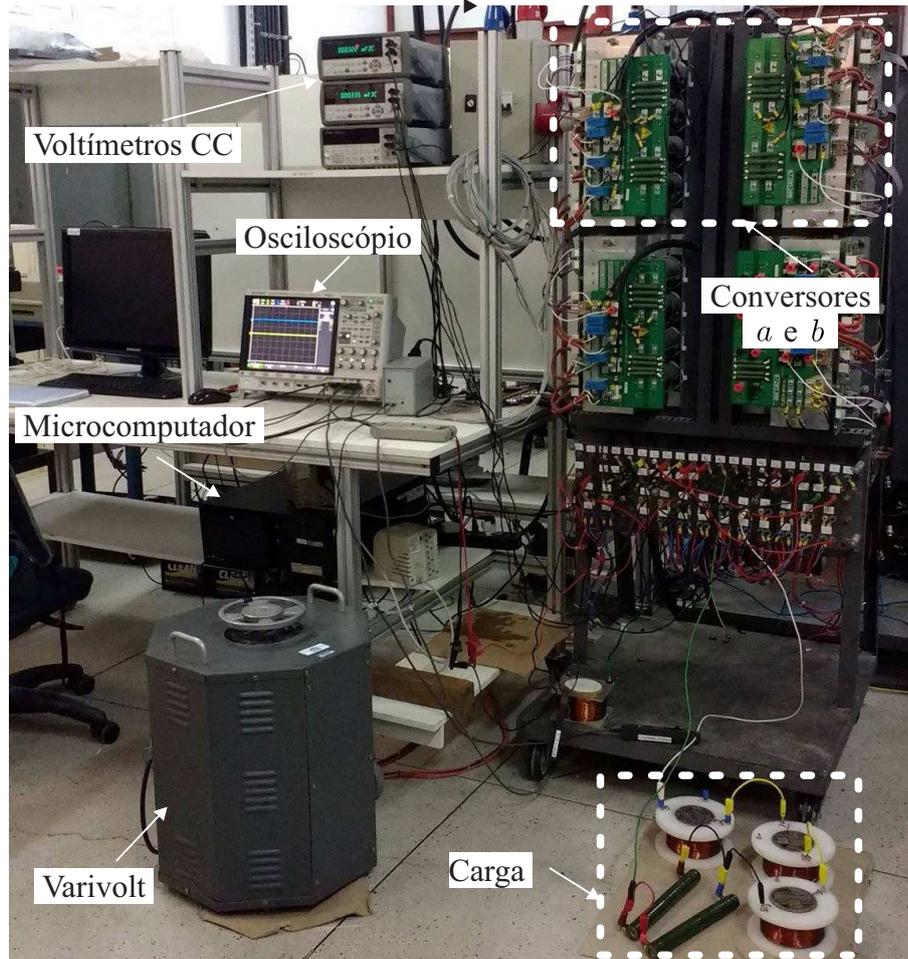


Figura 2.19 – Plataforma experimental.

menor número de *drivers*, reduzindo o custo total dos sistemas. O modelo do sistema, a técnica PWM vetorial e um método para regular as tensões nos barramentos CC utilizando os vetores de tensão que são gerados por mais de uma combinação de estados de chaves foram apresentados. Além disso, um sistema de controle completo foi detalhado.

Em algumas condições, os conversores 6L e 6L1D podem operar com tensões com distorções harmônicas similares e com as mesmas perdas nos semicondutores. Além disso, o ângulo entre a tensão e corrente da rede elétrica pode ser sincronizado de forma que ambos os conversores possam operar com o fator de potência visto pela rede elétrica unitário.

O conversor 6L2D deve operar com v_g , v_l e i_g sincronizados. Isso evita a distorção da corrente da rede elétrica na passagem pelo zero. Conseqüentemente, esse conversor não opera com o fator de potência visto pela rede elétrica unitário. Adicionalmente, a amplitude da tensão do lado da carga deve ser menor ou igual a amplitude da tensão do lado da rede elétrica. Portanto, em aplicações nas quais as amplitudes das tensões da rede elétrica e na carga são iguais a 1 pu, um transformador elevador deve ser utilizado para elevar E_g acima de 1 pu e garantir que $V_g^a \geq V_l$ (lembrando que V_g^a é a amplitude atual de v_g , podendo ser menor ou maior que o valor nominal de v_g a depender dos afundamentos

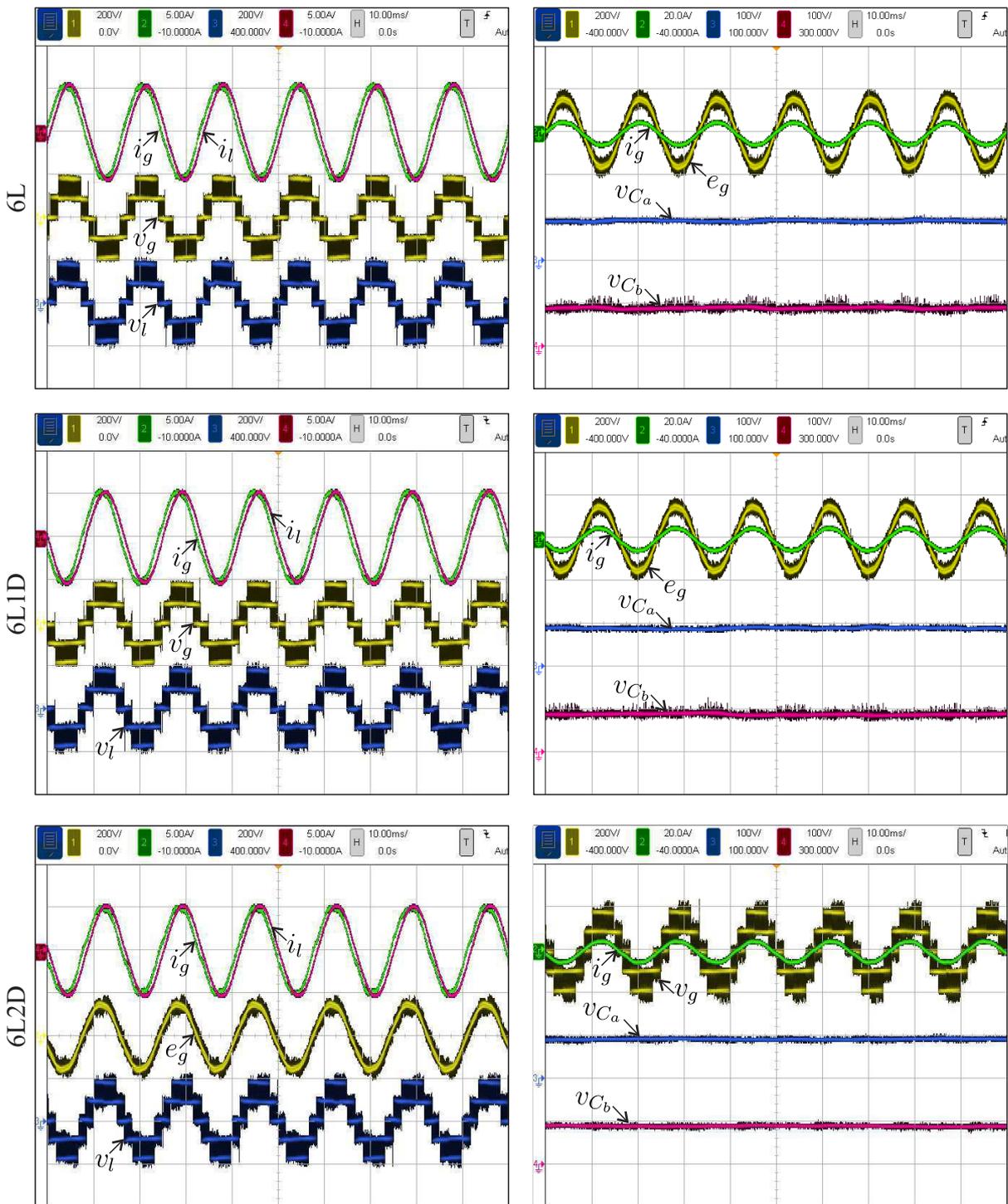


Figura 2.20 – Resultados experimentais das configurações 6L, 6L1D e 6L2D com uma carga RL (e_g , v_g e v_l com 200 volts/divisão, i_l com 5 amperes/divisão, v_{C_a} e v_{C_b} com 100 volts/divisão e i_g com 5 amperes/divisão (coluna da esquerda) e 20 amperes/divisão (coluna da direita)).

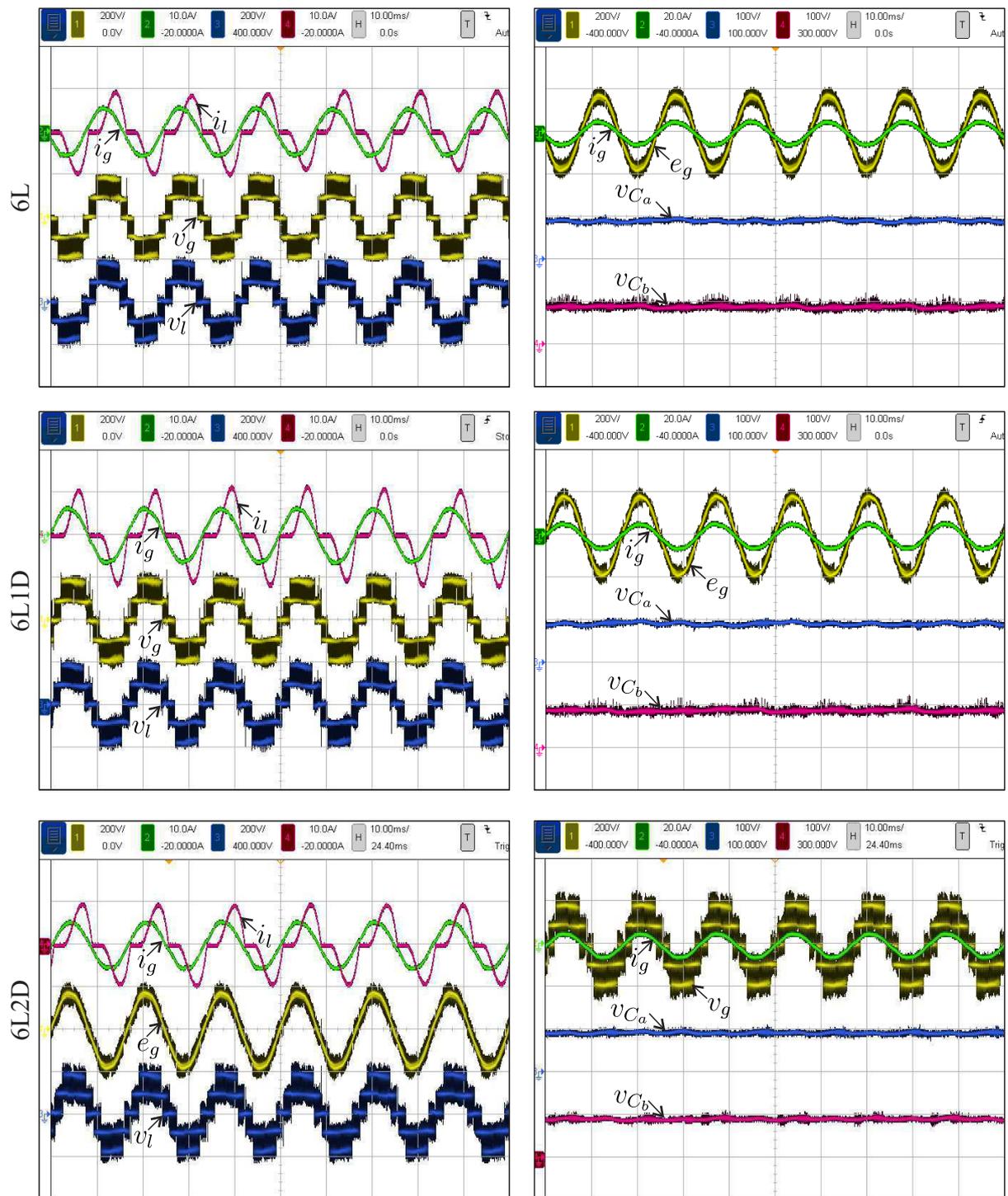


Figura 2.21 – Resultados experimentais das configurações 6L, 6L1D e 6L2D com uma carga não linear e sobretensão na tensão da rede elétrica (e_g , v_g e v_l com 200 volts/divisão, i_l com 10 amperes/divisão, v_{C_a} e v_{C_b} com 100 volts/divisão e i_g com 10 amperes/divisão (coluna da esquerda) e 20 amperes/divisão (coluna da direita)).

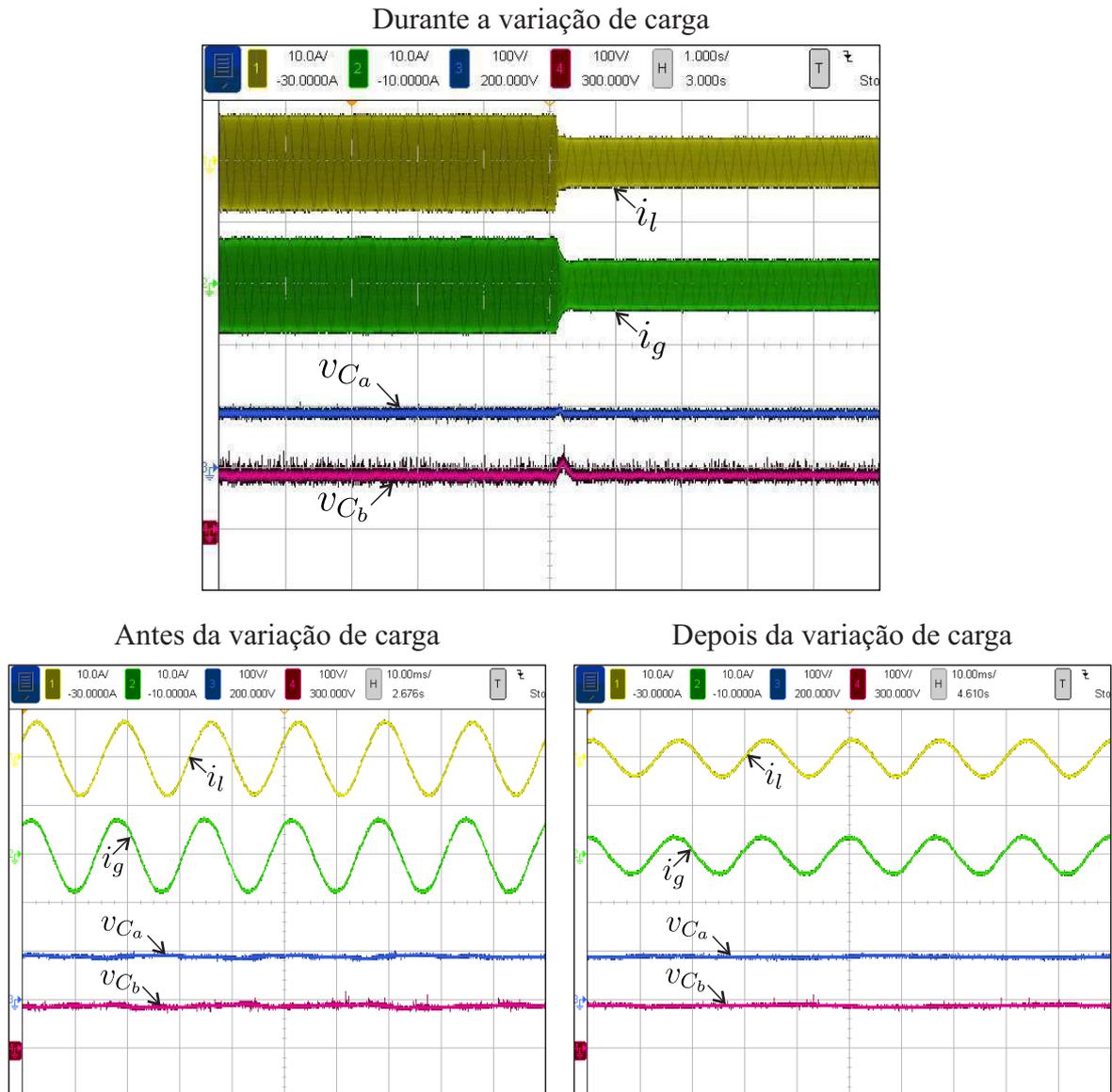


Figura 2.22 – Resultados experimentais da configuração 6L durante uma variação de carga (i_g e i_l com 10 amperes/divisão e v_{C_a} e v_{C_b} com 100 volts/divisão).

e sobretensões da rede elétrica).

Resultados de simulação e experimentais são apresentados para validar as considerações teóricas. O conversor 6L1D foi verificado como o mais interessante comparado ao convencional, pois possui desempenho aproximado e um *driver* a menos. Sumarizando, foi mostrado que os conversores podem fornecer tensão com baixa distorção harmônica e amplitude e fase constantes a uma carga (incluindo uma carga não linear) consumindo uma corrente da rede elétrica senoidal e com fator de potência visto pela rede elétrica alto (mesmo quando a tensão da rede elétrica possui harmônicos de baixa ordem). Consequentemente, os conversores propostos podem ser utilizados como UPSs e UPQCs para aplicações não regenerativas.

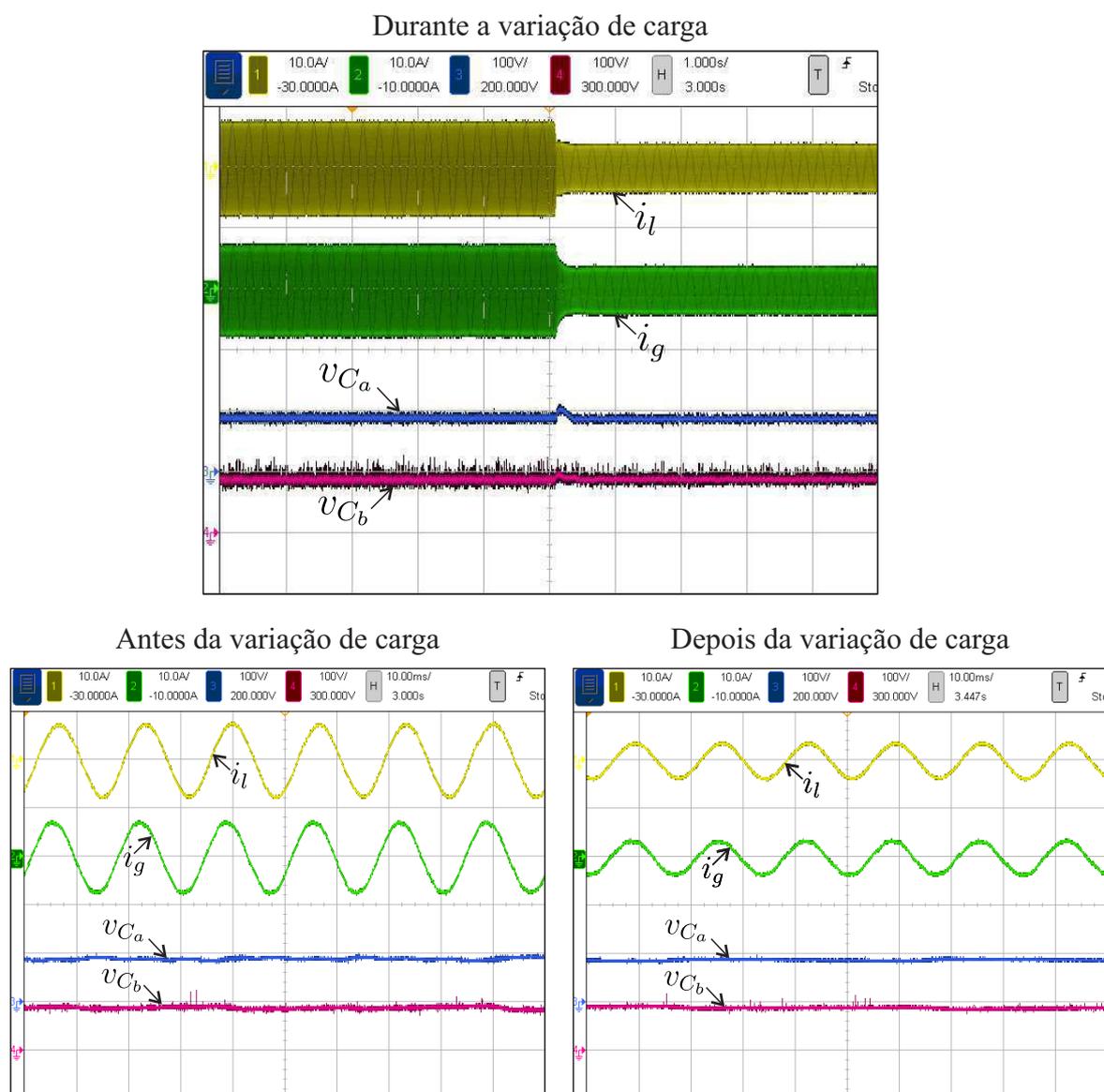


Figura 2.23 – Resultados experimentais da configuração 6L1D durante uma variação de carga (i_g e i_l com 10 amperes/divisão e v_{C_a} e v_{C_b} com 100 volts/divisão).

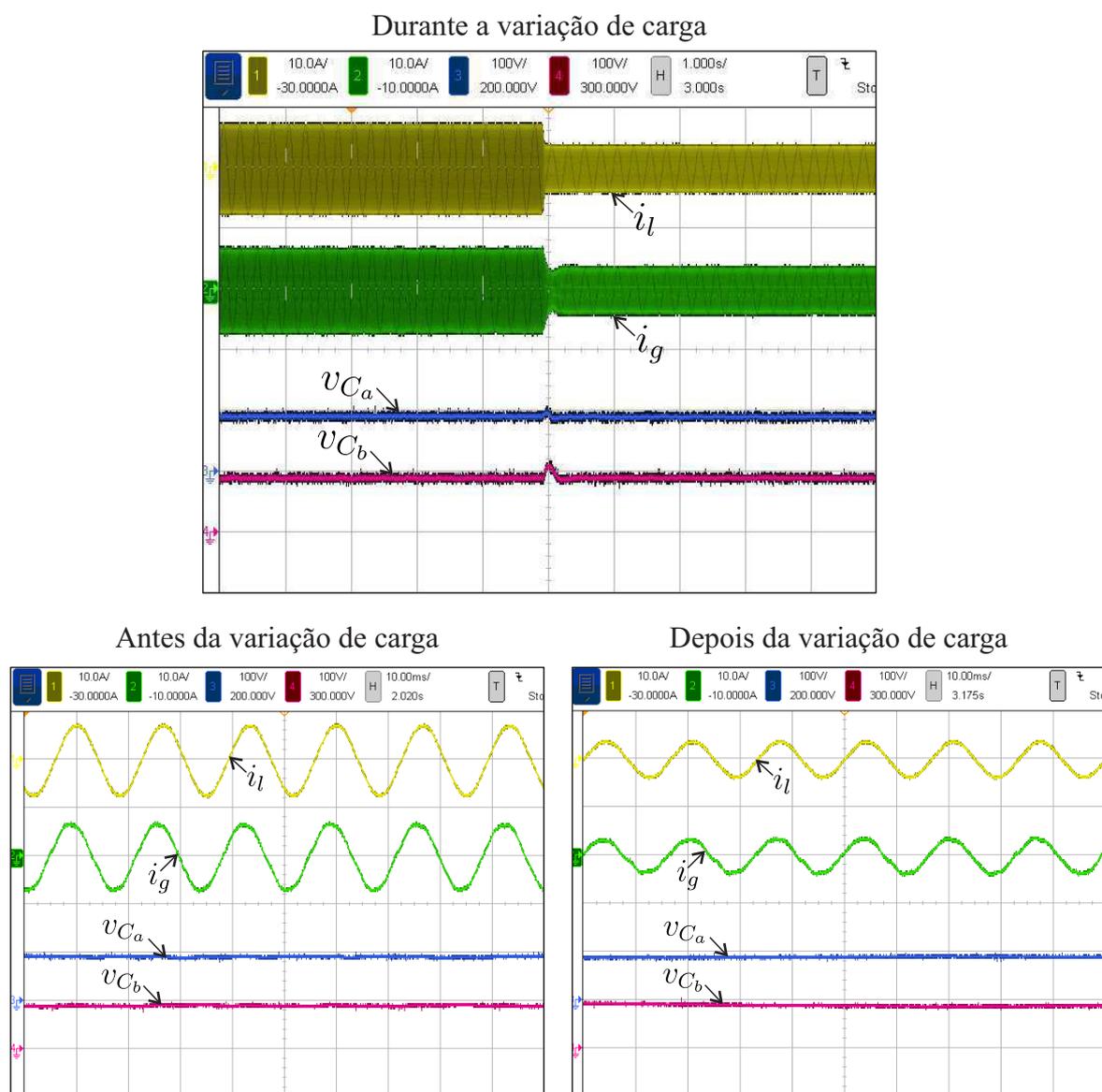


Figura 2.24 – Resultados experimentais da configuração 6L2D durante uma variação de carga (i_g e i_l com 10 amperes/divisão e v_{C_a} e v_{C_b} com 100 volts/divisão).

3

Conversores CA/CC/CA monofásicos/monofásicos bidirecionais com transformador

3.1 Introdução

Os resultados e discussões apresentados neste capítulo foram originados do artigo [88], publicado na revista *IEEE Transactions on Industry Applications* em julho de 2019. Dado o interesse por sistemas que operam como compensadores da tensão de saída e da corrente de entrada, esse capítulo propõe um conversor CA/CC/CA monofásico/monofásico bidirecional.

As topologias 4L e 6L são as configurações convencionais do estudo apresentado neste capítulo. O conversor 4L, representado na Figura 3.1, é um UPQC monofásico composto por quatro braços e um transformador.

O conversor 6L, representado na Figura 3.2, é topologia de seis braços composta pela conexão em cascata de dois conversores 3L. Os conversores 6L e 3L são comparados em [45]. Por exemplo, a topologia 6L reduz: 1) as tensões e a potência processada pelas chaves do conversores; 2) a distorção harmônica total com a mesma frequência de amostragem; e 3) as perdas por chaveamento e totais. Tendo em vista que os conversores 3L e 6L já foram comparados na literatura, o conversor 3L não será uma das configurações convencionais do trabalho aqui apresentado.

A topologia proposta neste trabalho é composta por um transformador na frequência da rede elétrica e um conversor 6L. O primário do transformador é conectado em paralelo

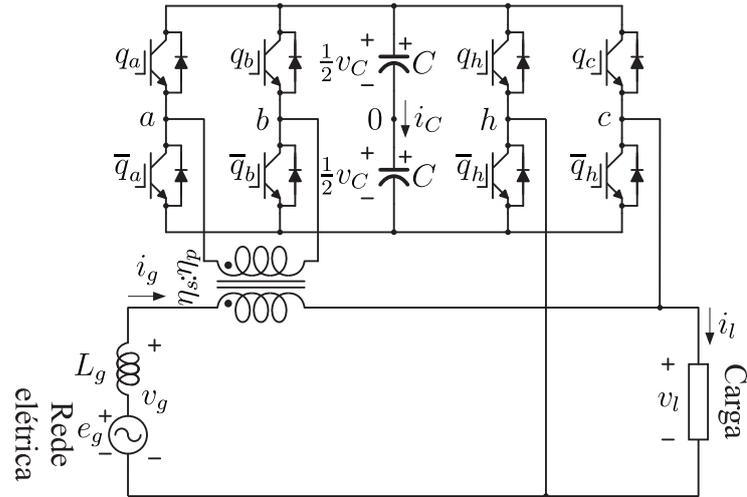


Figura 3.1 – Configuração 4L.

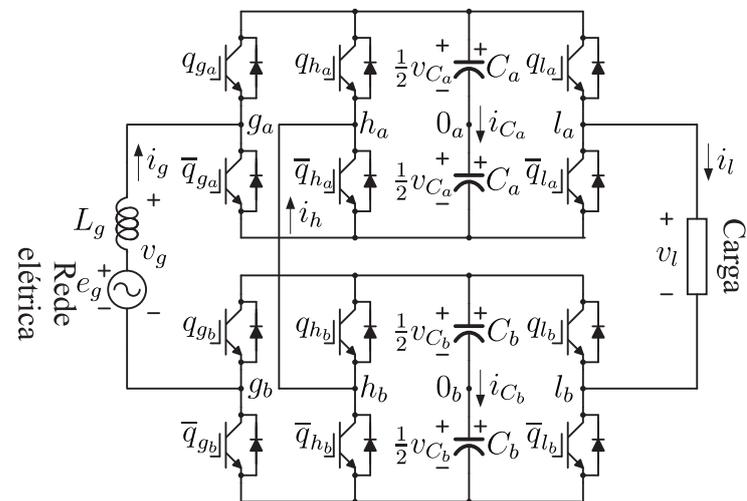


Figura 3.2 – Configuração 6L.

com a carga, enquanto que seu secundário é conectado em série com a rede elétrica. Essa topologia é aqui denominada como configuração *six-leg one transformer* ou 6LT e é representada na Figura 3.3.

O conversor proposto fornece tensão com amplitude e frequência constantes a uma carga monofásica e opera com a corrente da rede elétrica com baixa distorção harmônica e alto fator de potência. O conversor pode ser utilizado para mitigar harmônicos e sobretensões na tensão fundamental da rede elétrica, uma vez que o transformador aumenta a tensão disponível na entrada do conversor. Portanto, essa topologia pode ser utilizada em aplicações similares às que usam UPSs e UPQCs. Além disso, parte da potência de saída é processada apenas pelo transformador (sem passar pelos braços do conversor). Isso reduz a potência processada pelo conversor 6L que compõe a configuração 6LT e, consequentemente, reduz o estresse de potência nas chaves e as perdas nos semicondutores.

São apresentados os princípios e as regiões de operação das topologias estudadas,

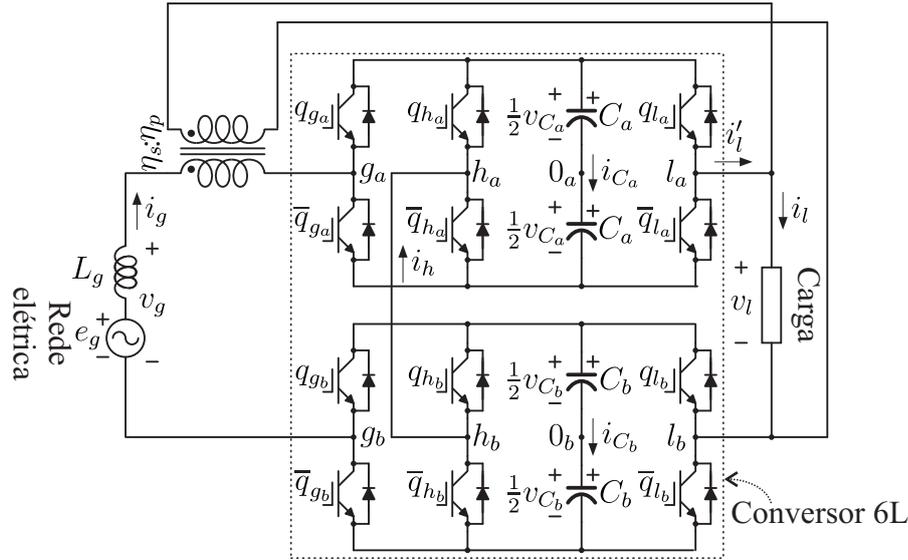


Figura 3.3 – Configuração 6LT.

uma análise do fluxo de potência e um método para regular as tensões nos barramentos CC usando vetores de tensão redundantes. Duas técnicas PWM, incluindo a modulação vetorial, e uma estratégia de controle também são incluídas no capítulo. Os sistemas convencionais e propostos são comparados em termos das distorções harmônicas das tensões sintetizadas, frequências de chaveamento e perdas nos dispositivos semicondutores. Desta forma, é possível comparar o desempenho dos sistemas. Resultados de simulação e experimentos são incluídos de forma a validar as considerações teóricas. É importante mencionar que, tendo em vista que as topologias estudadas possuem os lados da rede elétrica e da carga com braços compartilhados, as configurações aqui estudadas são mais interessantes para aplicações nas quais rede elétrica e carga possuem a mesma frequência (por exemplo, UPS e UPQC).

3.2 Modelo do sistema

A configuração 6LT é composta por um transformador e um conversor 6L. Para o equacionamento aqui apresentado, o transformador é considerado ideal. Esse conversor conecta-se a uma carga monofásica (tensão e corrente dados por v_l e i_l , respectivamente, a partir da rede elétrica monofásica (tensão e corrente dados por e_g e i_g , respectivamente). Os conversores cujos braços estão conectados aos barramentos a (tensão v_{C_a}) e b (tensão v_{C_b}) são denominados conversores a e b , respectivamente. O circuito equivalente da configuração é apresentado na Figura 3.4.

A relação de espiras do transformador é dada por η e $\eta = \eta_s/\eta_p$, onde η_p e η_s são o número de espiras nos lados primário e secundário do transformador, respectivamente. Considere que q_{w_u} representa o estado da chave superior do braço w_u (1 representa uma

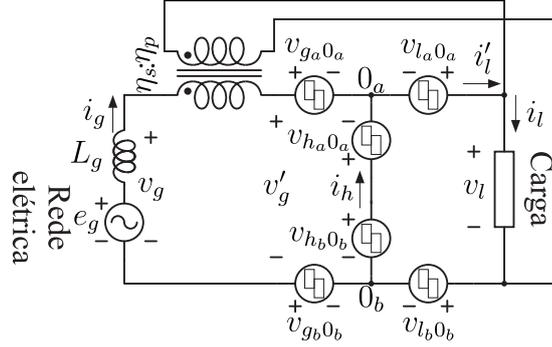


Figura 3.4 – Circuito equivalente da configuração 6LT.

chave fechada, enquanto 0 representa uma chave aberta) e o estado da chave inferior é complementar ao estado da chave superior do respectivo braço. As tensões de polo são calculadas por:

$$v_{w_u0_u} = (2q_{w_u} - 1)v_{C_u}/2 \quad (3.1)$$

onde a tensão de polo $v_{w_u0_u}$ é a tensão entre o ponto w_u e o centro do barramento u (ponto 0_u), v_{C_u} é a tensão no barramento u ($u = a, b$) e $w = g, h, l$.

As tensões de polo definem as variáveis $v_{gab} = v_{ga0_a} - v_{gb0_b}$, $v_{lab} = v_{la0_a} - v_{lb0_b}$ e $v_{hab} = v_{ha0_a} - v_{hb0_b}$.

Então, pode-se escrever que:

$$v'_g = v_{gab} - v_{hab} \quad (3.2)$$

$$v_l = v_{lab} - v_{hab} \quad (3.3)$$

$$v_g = v'_g + \eta v_l \quad (3.4)$$

onde v'_g é a tensão de entrada do conversor 6L que compõe a configuração 6LT.

As correntes i'_l e i_h (representadas nas Figuras 3.3 e 3.4) são obtidas para a configuração 6LT usando:

$$i'_l = i_l - \eta i_g \quad (3.5)$$

$$i_h = i'_l - i_g. \quad (3.6)$$

As configurações 4L, 6L e 6LT possuem braços compartilhados pelos lados da rede elétrica e da carga. Portanto, elas são mais adequadas para aplicações nas quais as frequências fundamentais das tensões da rede elétrica e na carga (f_g e f_l , respectivamente) são iguais. Quando $f_g \neq f_l$, as tensões mínimas nos seus barramentos CC são maiores do que no caso $f_g = f_l$. Conseqüentemente, as técnicas e os resultados apresentados neste capítulo consideram que $f_g = f_l$.

3.3 Regiões de operação

Define-se V_g como o valor nominal da amplitude de v_g , V_l como a amplitude de v_l e α como o ângulo entre v_g e v_l . Também considere-se que $v_{C_t} = v_{C_a} + v_{C_b}$ para as configurações 6L e 6LT, enquanto que $v_{C_t} = v_C$ para a configuração 4L.

Os valores percentuais das máximas sobretensões e afundamentos na tensão da rede elétrica que cada topologia pode suportar em cada condição de operação são definidos como M_{swell} e M_{sag} , respectivamente. Por exemplo, para um sistema cujo valor nominal da amplitude de v_g é $V_g = 1$ pu, $M_{swell} = 100\%$ significa que o sistema pode suportar uma tensão de até $V_g = 2$ pu. Já um $M_{sag} = 100\%$ significa que o sistema pode lidar com um afundamento no qual $V_g = 0$ pu.

Define-se N_{lv_lg} e N_{lv_li} como os números máximos de níveis de tensão utilizados para sintetizar v_g e v_l , respectivamente, durante a operação nominal de cada topologia (isto é, sem sobretensões ou afundamentos na tensão da rede elétrica).

Usando o circuito equivalente da configuração 6LT, encontram-se as seguintes equações de malha:

$$v_l = v_{l_{ab}} - v_{h_{ab}} \quad (3.7)$$

$$v_g - \eta v_l = -v_{g_{ab}} + v_{h_{ab}} \quad (3.8)$$

$$(1 + \eta)v_l - v_g = -v_{g_{ab}} + v_{l_{ab}}. \quad (3.9)$$

Dado que os valores máximos e mínimos de $v_{g_{ab}}$, $v_{l_{ab}}$ e $v_{h_{ab}}$ são $(v_{C_a} + v_{C_b})/2$, encontra-se que as tensões apenas podem ser sintetizadas corretamente pela topologia se v_g e v_l obedecerem as seguintes condições:

$$|v_l| \leq v_{C_a} + v_{C_b} \quad (3.10)$$

$$|v_g - \eta v_l| \leq v_{C_a} + v_{C_b} \quad (3.11)$$

$$|(1 + \eta)v_l - v_g| \leq v_{C_a} + v_{C_b}. \quad (3.12)$$

Pela primeira equação, encontra-se o valor mínimo das tensões nos barramentos CC e, pelas duas equações seguintes, encontra-se o intervalo possível para α ou os valores máximos e mínimos de V_g . Por exemplo, considerando que $V_l = 1$ pu e que $\alpha = 0^\circ$, pela Equação (3.10) encontra-se $v_{C_a} + v_{C_b} = 1$ pu. Usando esse valor nas Equações (3.11)-(3.12), encontra-se $0,5 \text{ pu} \leq V_g \leq 1,5 \text{ pu}$. Assim, a máxima sobretensão e o máximo afundamento (M_{swell} e M_{sag} , respectivamente) são iguais a 50%.

A Tabela 3.1 resume os limites de operação de cada topologia dependendo da relação de tensão entre os barramentos CC, a relação de espiras do transformador e os valores de V_g e V_l . As tensões nos barramentos CC são consideradas $v_{C_t} = 1$ pu e v_g e

v_l estão em fase (i.e., $\alpha = 0^\circ$). As Equações (3.10)-(3.12) foram utilizadas nos cálculos referentes ao conversor 6LT.

Tabela 3.1 – Regiões de operação das configurações 4L, 6L e 6LT ($v_{C_t} = 1$ pu e $\alpha = 0^\circ$)

	$v_{C_a}/v_{C_b}^*$	η	$V_g = V_l = 1$ pu				$V_l = 2V_g = 1$ pu				$V_g = 2V_l = 1$ pu			
			M_{swell}	M_{sag}	N_{lvl_g}	N_{lvl_l}	M_{swell}	M_{sag}	N_{lvl_g}	N_{lvl_l}	M_{swell}	M_{sag}	N_{lvl_g}	N_{lvl_l}
4L	-	1	100%	100%	3	3	300%	100%	3	3	50%	100%	3	3
	-	1/2	50%	50%	5	3	200%	0%	3	3	0%	100%	5	3
	-	1/3	33,33%	33,33%	7	3	—	não opera	—	—	—	não opera	—	—
6L	1	-	0%	100%	5	5	100%	100%	3	5	0%	100%	5	3
	1/2	-	0%	100%	7	7	100%	100%	5	7	0%	100%	7	5
6LT	1	1	100%	0%	5	5	—	não opera	—	—	50%	100%	5	3
	1	1/2	50%	50%	9	5	200%	0%	5	5	25%	100%	11	3
	1	1/3	33,4%	66,7%	15	5	166%	33,4%	11	5	16,6%	100%	11	3
	1/2	1	100%	0%	7	7	—	não opera	—	—	50%	100%	7	5
	1/2	1/2	50%	50%	15	7	200%	0%	7	7	25%	100%	15	5
	1/2	1/3	33%	66,7%	19	7	166%	33,4%	13	7	16,6%	100%	17	5

* Razão entre as tensões nos barramentos a e b .

Considerando a operação com $V_g = V_l = 1$ pu, a topologia 4L pode lidar com sobretensões e afundamentos na tensão da rede elétrica. O valor de η está relacionado com os valores de M_{swell} , M_{sag} e N_{lvl_g} , porém todas essas variáveis não podem ser maximizadas ao mesmo tempo. A configuração 6L não pode lidar com sobretensões quando $v_{C_t} = 1$ pu. Nesse caso, as tensões nos seus barramentos CC precisam ser aumentadas de forma que a topologia possa lidar com sobretensões. Os limites da configuração 6LT dependem de η e a operação com $\eta = 1$ não é interessante porque não permite afundamentos de tensão. Considerando as configurações 6L e 6LT, a relação de tensão nos barramentos CC influencia N_{lvl_g} e N_{lvl_l} .

Quando operando com $V_l = 2V_g = 1$ pu, a topologia 4L precisa operar com $\eta = 1$ para lidar com afundamentos e sobretensões. Nesse caso, a topologia 6L consegue operar com perturbações na rede elétrica sem aumentar as tensões nos barramentos CC. A configuração 6LT precisa operar com $\eta = 1/3$ para lidar com afundamentos de tensão. A relação de tensão entre os barramentos CC apenas influencia o número de níveis de tensão gerados.

Considerando a operação com $V_g = 2V_l = 1$ pu, a configuração 4L precisa operar com $\eta = 1$ (do contrário, não consegue lidar com sobretensões). Para lidar com sobretensões, as tensões nos barramentos CC da topologia 6L precisam ser aumentadas. A configuração 6LT pode operar com todos os parâmetros considerados. Entretanto, a operação com $\eta = 1$ ou $\eta = 1/2$ é considerada mais interessante porque permite maiores sobretensões.

É importante notar que parte de M_{swell} pode ser utilizada para compensar harmônicos na tensão da rede elétrica. As topologias mais interessantes e seus parâmetros dependem de V_g e V_l . Em todos os casos destacados, a configuração 6LT gera um número de níveis de tensão maior ou igual à topologia 4L. Entretanto, essa topologia tem um barramento CC a mais. A configuração 6L só pode lidar com sobretensões sem aumentar as tensões

nos seus barramentos CC (e, por conseguinte, ter alto índice de modulação na tensão na carga) quando $V_l = 2V_g = 1$ pu.

Durante as comparações neste capítulo, considera-se que $V_g = V_l = 1$ pu durante as condições normais de operação. Considerando a topologia 6LT, utiliza-se o transformador com $\eta = 1/2$, pois ele permite afundamentos e sobretensões de 50% na tensão da rede elétrica. O caso com a relação de espiras $\eta = 1$ não é utilizado, pois ele não permite que a topologia 6LT lide com afundamentos na tensão da rede elétrica. Já o caso $\eta = 1/3$ sintetiza v_g com mais níveis, porém permite uma sobretensão menor que o caso com $\eta = 1/2$. Essas informações são resumidas na Tabela 3.1.

A Tabela 3.2 mostra os valores mínimos de v_{C_t} e os possíveis valores de α com $\eta = 1/2$, $V_g = 1$ pu e $V_l = 1$ pu considerando três situações: 1) condição nominal de operação; 2) afundamento de 50% na tensão da rede elétrica; e 3) sobretensão de 50% na tensão da rede elétrica. V_g^a é a amplitude atual de v_g (que pode ser menor ou maior que V_g a depender dos afundamentos e sobretensões na tensão da rede elétrica).

Tabela 3.2 – Regiões de operação das configurações 4L, 6L e 6LT com $V_g = V_l = 1$ pu (4L e 6LT operam com $\eta = 1/2$)

Topologia	V_g^a	v_{C_t}	α
4L	0,5 pu	1 pu	$\alpha = 0^\circ$
	1 pu	1 pu	$-28,95^\circ \leq \alpha \leq 28,95^\circ$
	1,5 pu	1 pu	$-70,53^\circ \leq \alpha \leq 70,53^\circ$
6L	0,5 pu	1 pu	$-75,52^\circ \leq \alpha \leq 75,52^\circ$
	1 pu	1 pu	$-60^\circ \leq \alpha \leq 60^\circ$
	1,5 pu	1,5 pu	$-70,53^\circ \leq \alpha \leq 70,53^\circ$
6LT	0,5 pu	1 pu	$\alpha = 0^\circ$
	1 pu	1 pu	$-41,41^\circ \leq \alpha \leq 41,41^\circ$
	1,5 pu	1 pu	$\alpha = 0^\circ$

Para obter os valores referentes ao conversor 6LT incluídos na tabela, considera-se que $V_l = 1$ pu e, portanto, de acordo com a Equação (3.10), $v_{C_t} = v_{C_a} + v_{C_b} = 1$ pu. Usando o valor encontrado para as tensões nos barramentos CC e os valores de V_g^a nas Equações (3.11)-(3.12), encontra-se o intervalo com os possíveis valores de α .

Como pode ser observado, tanto a configuração 6LT quanto a 4L com $\eta = 1/2$ podem lidar com sobretensões na tensão fundamental da rede elétrica de até 50% do valor nominal (parte dessa tensão pode ser utilizada para compensar harmônicos) sem precisar aumentar v_{C_t} . Nessa mesma situação, as tensões nos barramentos CC da configuração 6L precisam aumentar 50%, diminuindo o índice de modulação da tensão na carga.

Dado que o intervalo com os possíveis valores de α varia dependendo da condição de operação do sistema (afundamentos, sobretensões e condição nominal de operação), deve-se escolher um valor de α adequado para todas as condições nas quais o sistema deve

operar. Por exemplo, para que o conversor 6LT com $\eta = 1/2$, $V_g = V_l = 1$ pu e $v_{C_t} = 1$ pu lide com afundamentos e sobretensões de 50%, o ângulo entre v_g e v_l deve ser $\alpha = 0^\circ$ mesmo durante a condição nominal de operação. Isso evita saltos no valor de α durante sobretensões e afundamentos.

3.4 Análise do fluxo de potência

Nesta seção, as análises do fluxo de potência das configurações 6LT e 4L são feitas. Considerando todos os componentes ideais, os valores instantâneos das potências na entrada e na saída (p_{in} e p_{out} , respectivamente) do sistema 6LT são dados por:

$$p_{in} = e_g i_g + (v_g - e_g) i_g = \eta v_l i_g + v'_g i_g \quad (3.13)$$

$$p_{out} = v_l i_l = v_l i'_l + \eta v_l i_g. \quad (3.14)$$

Definindo $p_T = \eta v_l i_g$, $p_{inconv} = v'_g i_g$ e $p_{outconv} = v_l i'_l$ como os valores instantâneos da potência processada no transformador e na entrada e saída da parte do conversor 6LT composta por um conversor 6L, respectivamente, as Equações (3.13) e (3.14) são reescritas como:

$$p_{in} = p_T + p_{inconv} \quad (3.15)$$

$$p_{out} = p_T + p_{outconv}. \quad (3.16)$$

Considere que P_T é a potência média processada pelo transformador, enquanto P_{conv} é a potência média processada pelos braços da topologia 6LT (durante o regime permanente, $P_{conv} = P_{inconv} = P_{outconv}$, onde P_{inconv} e $P_{outconv}$ são os valores médios de p_{inconv} e $p_{outconv}$, respectivamente). P_{in} e P_{out} são as potências médias na entrada e na saída do sistema, sendo calculados pelos valores médios de p_{in} e p_{out} , respectivamente. Durante o regime permanente, $P_{in} = P_{out}$. E_g é a amplitude da tensão da rede elétrica e_g . A Figura 3.5 mostra P_T versus E_g e P_{conv} versus E_g para o conversor 6LT quando $\eta = 1/2$ e $V_l = 1$ pu (a relação de tensão entre os barramentos CC não influencia essa análise). A potência de base utilizada na análise é a potência de saída na carga (P_l), que durante o regime permanente é $P_l = P_{in} = P_{out}$.

A partir da Figura 3.5, pode se observar que, para a topologia 6LT, parte do valor instantâneo da potência de saída é processado pelo transformador (termo p_T). A amplitude da corrente da rede elétrica (i_g) é definida como I_g . Durante afundamentos na tensão da rede elétrica, I_g aumenta e, conseqüentemente, a potência processada pelo transformador/braços da topologia 6LT aumenta/diminui. Por outro lado, durante sobretensões na tensão da rede elétrica, I_g diminui e, conseqüentemente, a potência processada pelo transformador/braços da topologia 6LT diminui/aumenta. Dado que $p_T = \eta v_l i_g$, com o aumento de η , a potência

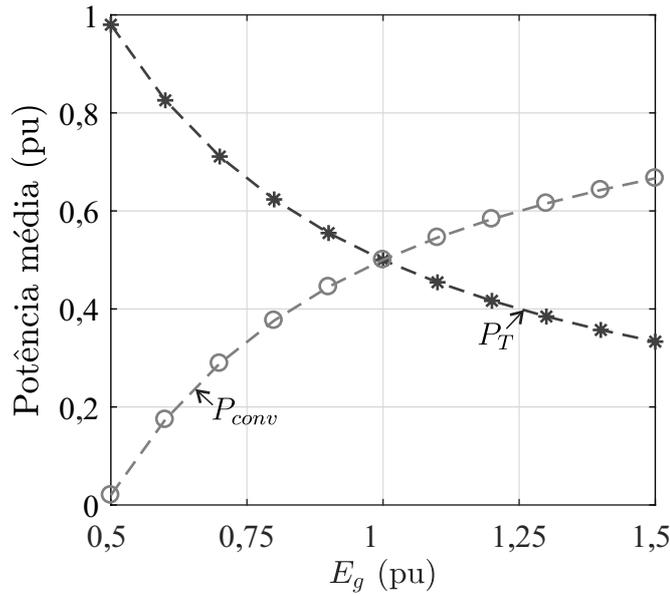


Figura 3.5 – Potência média processada pelo transformador (P_T) e pelos braços do conversor (P_{conv}) versus E_g - configuração 6LT com $\eta = 1/2$ e $V_l = 1$ pu.

processada pelo transformador/braços da topologia 6LT aumenta/diminui. Durante as condições normais de operação (i.e., $E_g = 1$ pu) com $\eta = 1/2$, a potência processada pelo transformador e pelos braços da configuração 6LT é aproximadamente igual.

Para a configuração 4L, tem-se que:

$$p_{in} = e_g i_g + (v_g - e_g) i_g = \eta(v_{a0} - v_{b0}) i_g + v_l i_g \quad (3.17)$$

$$p_{out} = v_l i_l = v_l i_g - v_l (i_g - i_l). \quad (3.18)$$

Definindo p_T , $p_{série}$ e $p_{paralelo}$ como os valores instantâneos da potência processada no transformador, no conversor do lado da rede elétrica (conversor série) e no conversor do lado da carga (conversor paralelo), encontra-se:

$$p_{in} = p_T + v_l i_g \quad (3.19)$$

$$p_{out} = v_l i_g - p_{paralelo} \quad (3.20)$$

onde $p_T = p_{série} = \eta(v_{a0} - v_{b0}) i_g$ e $p_{paralelo} = v_l (i_g - i_l)$.

Considere que P_T , $P_{série}$ e $P_{paralelo}$ são as potências médias processadas pelo transformador, o conversor do lado da rede elétrica (conversor série) e o conversor do lado da carga (conversor paralelo), respectivamente. P_{in} e P_{out} são novamente as potências médias de entrada e de saída do sistema, sendo calculados pelos valores médios de p_{in} e p_{out} , respectivamente. Durante o regime permanente, $P_{in} = P_{out}$. Deste modo, durante o regime permanente, $P_T = P_{série}$ e $P_{paralelo} = -P_T$. O conversor paralelo também atua para compensar harmônicos na corrente na carga. Entretanto, esse caso não é explorado na análise apresentada nesta seção. A Figura 3.6 mostra P_T ou $P_{série}$ versus E_g e $P_{paralelo}$ versus E_g

para o conversor 4L quando $\eta = 1/2$ e $V_l = 1$ pu. A potência de base utilizada na análise é a potência de saída na carga (P_l), que durante o regime permanente é $P_l = P_{in} = P_{out}$.

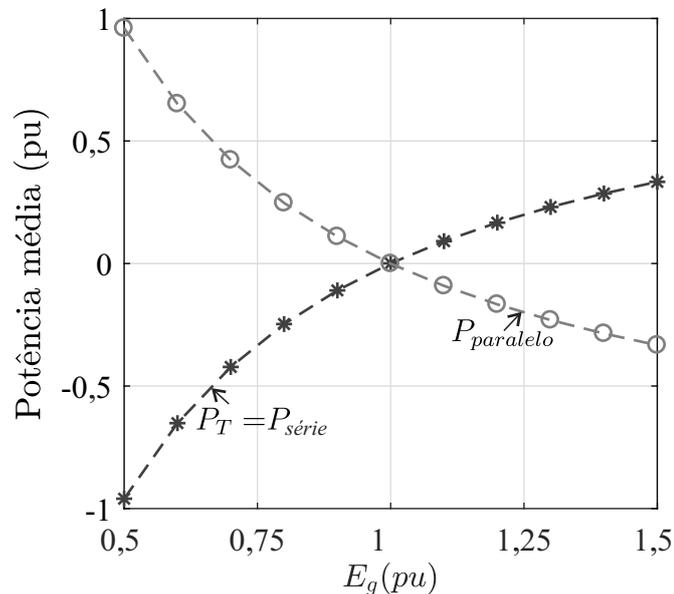


Figura 3.6 – Potência média processada pelo transformador (P_T) ou pelo conversor série ($P_{série}$) e pelo conversor do lado da carga ($P_{paralelo}$) versus E_g - configuração 4L com $\eta = 1/2$ e $V_l = 1$ pu.

Como pode ser observado na Figura 3.6, quando $E_g = 1$ pu, as potências processadas pelo conversor série e pelo conversor paralelo são aproximadamente zero. Durante afundamentos e sobretensões, o conversor série e o conversor paralelo processam potência. Nesse caso, o conversor série gera a compensação de tensão necessária à carga, enquanto o conversor paralelo garante a tensão no barramento CC fixa. O fator de potência da carga não influencia a distribuição de potência entre os braços do conversor e o transformador em ambas as topologias (6LT e 4L).

Como a configuração 6L não possui transformador, toda potência do sistema é processada pelos braços do conversor. Conseqüentemente, essa configuração possui maior estresse de potência nos semicondutores que as topologias 4L e 6LT.

3.5 Técnicas PWM

Dois técnicas PWM são apresentadas para o conversor 6LT: PWM híbrida e PWM vetorial. A técnica PWM híbrida utiliza uma variável auxiliar para gerar as tensões de referência para o conversor 6L que compõe a configuração 6LT. No caso da técnica PWM vetorial, o plano vetorial é utilizado na sintetização das tensões.

3.5.1 PWM híbrida

O símbolo * como sobrescrito significa que a variável é de referência. A tensão de referência na entrada do conversor 6L que compõe a configuração 6LT (v_g^*) é calculada baseada na relação de espiras do transformador. Usando as Equações (3.2)-(3.4), obtém-se que:

$$v_g'^* = v_g^* - \eta v_l^*. \quad (3.21)$$

Então, $v_g'^*$, v_l^* e a estratégia PWM vetorial apresentada para o conversor 6L [45] é utilizada para obter os sinais de gatilho para as chaves. A Figura 3.7 ilustra os planos vetoriais gerados pelo conversor 6L quando $v_{C_b} = 2v_{C_a} = 2E$. Cada triângulo é um setor e cada vértice representa um vetor de tensão.

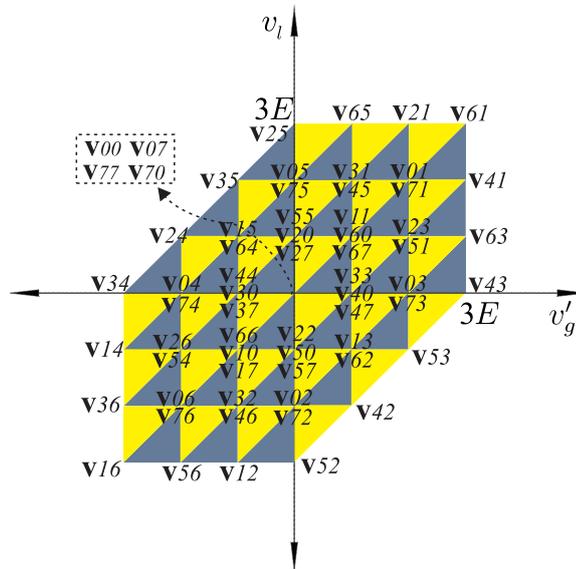


Figura 3.7 – Plano vetorial gerado pela configuração 6L com $v_{C_b} = 2v_{C_a}$ e $v_{C_a} = E$.

Um vetor de tensão pode ser gerado por uma ou mais combinações de estados das chaves. $\mathbf{v}_{n_a n_b}$ representa um vetor de tensão gerado por uma certa combinação de estados das chaves, onde n_a e n_b representam os números binários $\{q_{g_a}, q_{l_a}, q_{h_a}\}$ e $\{q_{g_b}, q_{l_b}, q_{h_b}\}$, respectivamente, convertidos para números decimais. A tensão em cada ponto do plano vetorial é representada como:

$$\mathbf{v} = v_g' + jv_l \quad (3.22)$$

onde $v_g' = \text{Re}(\mathbf{v})$ e $v_l = \text{Im}(\mathbf{v})$.

$\mathbf{v}^* = v_g'^* + jv_l^*$ representa a tensão de referência que deve ser gerada pelo conversor durante o período de amostragem T . O vetor de referência localizado dentro de um setor deve ser sintetizado pelos vetores \mathbf{v}_x , \mathbf{v}_y e \mathbf{v}_z que são localizados nos vértices do triângulo.

Pode ser escrito para cada setor que:

$$\mathbf{v}^* = \frac{t_x}{T}\mathbf{v}_x + \frac{t_y}{T}\mathbf{v}_y + \frac{t_z}{T}\mathbf{v}_z \quad (3.23)$$

$$T = t_x + t_y + t_z \quad (3.24)$$

onde t_x , t_y e t_z são os tempos de aplicação dos vetores \mathbf{v}_x , \mathbf{v}_y e \mathbf{v}_z , respectivamente.

Como já comentado, um vetor de tensão pode ser gerado por mais de uma combinação de estados das chaves. Por exemplo, observando a Figura 3.7 pode ser visto que $E + j2E$ pode ser gerado por \mathbf{v}_{31} ou \mathbf{v}_{45} (i.e. $\{q_{g_a}, q_{l_a}, q_{h_a}, q_{g_b}, q_{l_b}, q_{h_b}\} = \{0, 1, 1, 0, 0, 1\}$ ou $\{q_{g_a}, q_{l_a}, q_{h_a}, q_{g_b}, q_{l_b}, q_{h_b}\} = \{1, 0, 0, 1, 0, 1\}$, respectivamente). Essas redundâncias e a sequência de aplicação dos vetores são selecionadas de forma a reduzir a frequência média de chaveamento do conversor e, conseqüentemente, as perdas por chaveamento ou para regular as tensões nos barramentos CC.

3.5.2 PWM vetorial

A técnica PWM vetorial pode ser utilizada para sintetizar as tensões a partir de v_g^* e v_l^* . A Figura 3.8 mostra o plano vetorial gerado pelo conversor 6LT quando $\eta = 1/2$, $v_{C_b} = 2v_{C_a}$ e $v_{C_a} = E$. Usando esses parâmetros, v_g e v_l podem ser gerados com até dezenove e sete níveis de tensão, respectivamente. Cada triângulo é um setor e cada vértice representa um vetor de tensão.

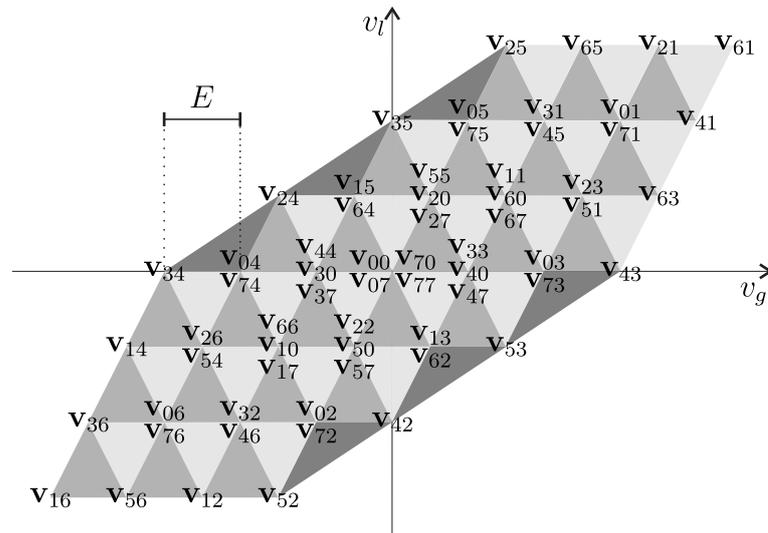


Figura 3.8 – Plano vetorial gerado pela configuração 6LT com $\eta = 1/2$, $v_{C_b} = 2v_{C_a}$ e $v_{C_a} = E$.

$\mathbf{v}_{n_a n_b}$ representa o vetor de tensão gerado por uma dada combinação de estados de chaves, onde n_a e n_b são os números binários $\{q_{g_a}, q_{l_a}, q_{h_a}\}$ e $\{q_{g_b}, q_{l_b}, q_{h_b}\}$, respectivamente, convertidos para números decimais. Por exemplo, se $q_{g_b} = 1$, $q_{l_b} = 1$ e $q_{h_b} = 0$, $n_b = 6$. As demais explicações sobre a PWM vetorial são iguais às apresentadas no Capítulo 2.

Como no caso das topologias 6L, 6LD1 e 6LD2, alguns vetores de tensão podem ser gerados por mais de uma combinação de estados das chaves. Essas redundâncias e a sequência de aplicação dos vetores de tensão podem ser selecionados para reduzir a frequência de chaveamento do conversor ou regular as tensões nos barramentos CC.

3.6 Técnicas de regulação das tensões nos barramentos CC

p_a e p_b representam as potências instantâneas dos barramentos a e b , respectivamente, e, considerando a configuração 6LT, seus valores são definidos como:

$$p_a = v_{g_a 0_a} i_g + v_{h_a 0_a} i_h - v_{l_a 0_a} i_l' \quad (3.25)$$

$$p_b = -v_{g_b 0_b} i_g - v_{h_b 0_b} i_h + v_{l_b 0_b} i_l' \quad (3.26)$$

onde $p_a + p_b = p_{in_{conv}} - p_{out_{conv}}$.

Como pode-se observar, as tensões de polo impactam nas potências instantâneas dos barramentos a e b . p_a pode ser calculada como $p_a = v_{C_a} i_{C_a}$, onde i_{C_a} é o valor instantâneo da corrente no barramento a e pode ser expressado como:

$$i_{C_a} = i_{C_{a,g}} + i_{C_{a,l}} \quad (3.27)$$

onde $i_{C_{a,g}} = i_g(q_{g_a} + \eta q_{l_a} - (1 + \eta)q_{h_a})$ e $i_{C_{a,l}} = i_l(q_{h_a} - q_{l_a})$, ou como:

$$i_{C_a} = i_{C_{a,g}} + i_{C_{a,h}} \quad (3.28)$$

onde $i_{C_{a,g}} = i_g(q_{g_a} - q_{l_a})$ e $i_{C_{a,h}} = i_h(q_{h_a} - q_{l_a})$.

Conforme pode ser observado na Figura 3.8, o vetor de tensão $-E/2 + jE$ pode ser gerado pelas redundâncias \mathbf{v}_{15} e \mathbf{v}_{64} para a topologia 6LT com $v_{C_a}/v_{C_b} = 1/2$ e $\eta = 1/2$. Quando \mathbf{v}_{15} é aplicado, $i_{C_a} = -1,5i_g + i_l$ e, quando \mathbf{v}_{64} é aplicado, $i_{C_a} = 1,5i_g - i_l$. Isso mostra que as redundâncias dos vetores de tensão podem exercer efeitos diferentes na corrente de um barramento CC e, conseqüentemente, em sua tensão.

A Figura 3.9 mostra a potência média do barramento a (P_a) versus E_g gerada pela PWM vetorial com as redundâncias que minimizam a frequência média de operação do conversor (na representação, a configuração 6LT opera com $v_{C_a}/v_{C_b} = 1/2$, $\eta = 1/2$ e $\alpha = 0$). Duas situações são representadas: 1) $\cos \varphi = 0,1$; e 2) $\cos \varphi = 1$. $\cos \varphi$ é o fator de potência da carga e ele é indutivo. Um P_a positivo/negativo significa que v_{C_a} está aumentando/diminuindo. Como pode ser observado na figura, o efeito de uma dada técnica PWM nas potências processadas pelos barramentos CC depende da amplitude da tensão da rede elétrica E_g e do fator de potência da carga $\cos \varphi$.

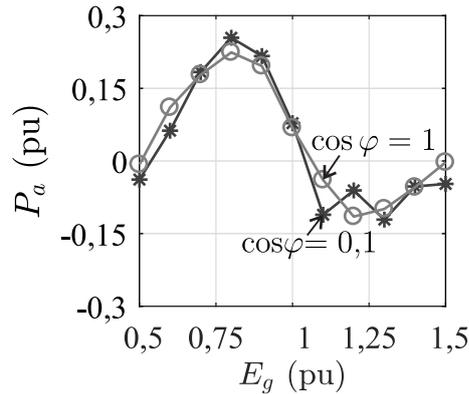


Figura 3.9 – P_a versus E_g gerada pela configuração 6LT com a PWM vetorial com as redundâncias que minimizam a frequência média de operação do conversor ($v_{C_a}/v_{C_b} = 1/2$, $\eta = 1/2$ e $\alpha = 0$).

Se a tensão no barramento a precisa aumentar/diminuir e a PWM que minimiza a frequência média do conversor faz isso, esse PWM é utilizado pelo controle. Considere o caso representado na Figura 3.9, por exemplo. Quando $\cos \varphi = 0,1$ e $0,55 \text{ pu} \leq E_g \leq 1,07 \text{ pu}$, v_{C_a} aumenta, pois P_a é positivo. Já quando $\cos \varphi = 0,1$ e $E_g > 1,07 \text{ pu}$, v_{C_a} diminui, pois P_a é negativo. Se a tensão no barramento a precisa aumentar/diminuir e essa PWM já aumenta/diminui v_{C_a} , essa PWM é utilizada pelo controle. Do contrário, redundâncias dos vetores de tensão que geram $i_{C_{a,g}}$, $i_{C_{a,l}}$ ou $i_{C_{a,h}}$ (veja as Equações (3.27)-(3.28)) positiva/negativa são selecionadas para regular a tensão no barramento CC. Portanto, a polaridade da corrente i_g , i_l ou i_h precisa ser conhecida para que a técnica de regulação das tensões nos barramentos CC seja implementada.

É importante mencionar que, quando o uso de redundâncias não é suficiente para balancear as tensões nos barramentos CC, a regulação pode ser implementada usando vetores de tensão mais distantes. Por exemplo, para sintetizar o vetor de referência \mathbf{v}^* representado na Figura 3.10, pode-se usar os vetores que compõem os triângulos 1 ou 2. Os vetores do triângulo 1 são mais próximos de \mathbf{v}^* e sua utilização minimiza as distorções harmônicas das tensões geradas. Já os vetores que compõem o triângulo 2 sintetizam \mathbf{v}^* com maior distorção harmônica, mas podem ser utilizados para regular as tensões nos barramentos CC, se necessário.

Na seção 3.8, as topologias estudadas são comparadas em termos de distorção harmônica, frequência média de operação do conversor e perdas nos dispositivos semicondutores. Nessas análises, duas situações são consideradas para as configurações com dois barramentos CC: 1) a técnica PWM aumenta v_{C_a} ; 2) a técnica PWM diminui v_{C_a} . Um desses PWMs é o que minimiza a frequência média do conversor, enquanto o outro utiliza a polaridade de i_g para escolher as redundâncias dos vetores de tensão.

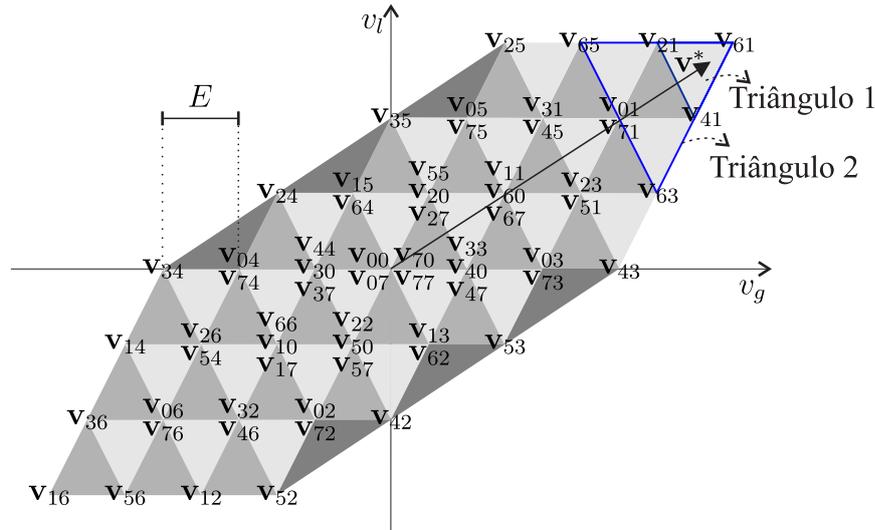


Figura 3.10 – Plano vetorial gerado pela configuração 6LT com $\eta = 1/2$, $v_{C_b} = 2v_{C_a}$ e $v_{C_a} = E$ - representação dos vetores próximos e distantes para dado \mathbf{v}^* .

3.7 Sistema de controle

O sistema de controle da topologia 6LT é semelhante ao apresentado no Capítulo 2 para as topologias 6L e 6L1D (i_g^* e e_g são sincronizados). Os diagramas de potência e de controle do sistema proposto são apresentados na Figura 3.11.

R_{C_m} é um controlador PI que recebe o erro $v_{C_m}^* - v_{C_m}$, onde $v_{C_m} = (v_{C_a} + v_{C_b})/2$, e gera a amplitude de referência de i_g^* (representada como I_g^*). A corrente de referência é calculada pelo bloco S_{in} , que sincroniza i_g^* com e_g para garantir que o fator de potência visto pela rede elétrica seja unitário. O controlador R_{i_g} recebe o erro $i_g^* - i_g$ e gera a tensão de referência v_g^* usando um controlador de sequência dupla [86].

Um controle por histerese associado à técnica apresentada na seção 3.6 é utilizado para regular v_{C_a} . Quando o valor de v_{C_a} está dentro da banda de tolerância, a PWM com frequência média mínima é utilizada. Do contrário, as técnicas PWM são utilizadas visando corrigir v_{C_a} .

Define-se x como o máximo erro tolerado para v_{C_a} . Quando $v_{C_a} - v_{C_a}^* \geq xv_{C_a}^* / v_{C_a} - v_{C_a}^* \leq -xv_{C_a}^*$, a PWM é selecionada para diminuir/aumentar v_{C_a} . Isso é representado na Figura 3.11 pelo bloco com o símbolo de histerese. Esse bloco recebe o erro de v_{C_a} e escolhe o valor de PWM_{C_a} que significa que ação de regulação deve ser feita. Quando a tensão está dentro da banda de histerese, PWM_{C_a} é 0 (i.e., nenhuma ação de controle é necessária para regular v_{C_a}). Do contrário, PWM_{C_a} é 1 / 2 significando que v_{C_a} precisa aumentar/diminuir.

O bloco *Estratégia PWM* recebe as tensões de referência, v_g^* e v_l^* , os valores instantâneos das correntes i_g , i_l ou i_h e o valor de PWM_{C_a} . Então a PWM que corrige as

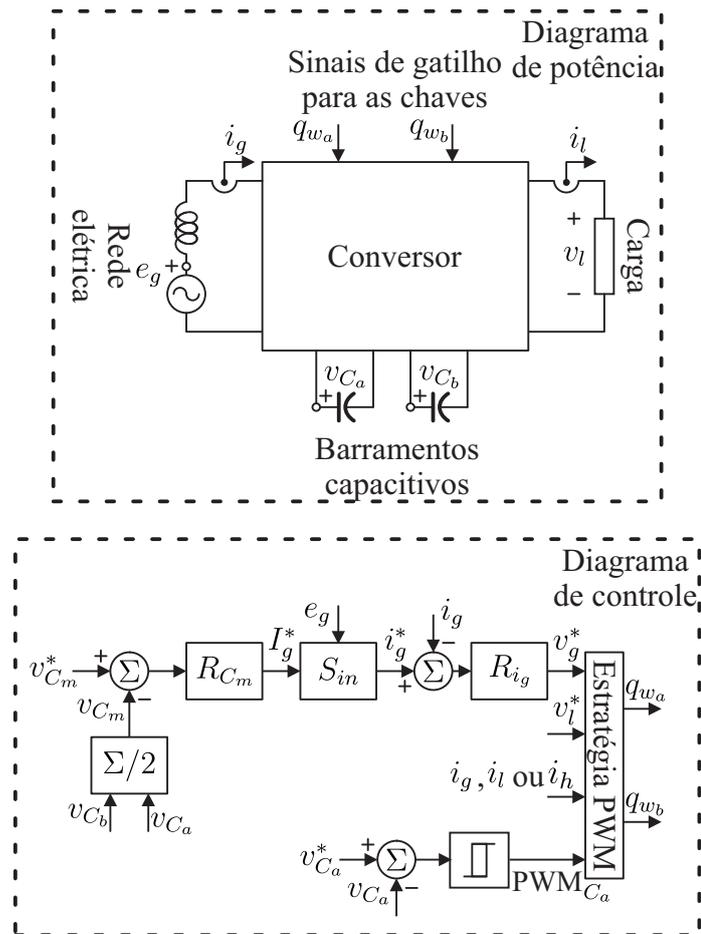


Figura 3.11 – Diagramas de potência e de controle da configuração 6LT.

tensões nos barramentos CC é utilizada para gerar os sinais de gatilho para as chaves. O bloco *Estratégia PWM* utiliza a polaridade de i_g , i_l ou i_h para escolher corretamente as redundâncias dos vetores de tensão que corrigem o valor de v_{C_a} . É importante notar que o valor de α também influencia na regulação das tensões nos barramentos CC.

3.8 Comparação das configurações

Uma análise comparativa das topologias 4L, 6L e 6LT em termos das distorções harmônicas das tensões e das perdas nos dispositivos semicondutores foi realizada. As simulações foram feitas em malha aberta e os parâmetros utilizados são descritos na Tabela 3.3.

Durante a comparação, as topologias operaram com $E_g = V_l = 1$ pu e as tensões nos barramentos CC foram selecionadas para garantir a operação com sobretensões ou afundamentos na tensão da rede elétrica iguais a até 30% da tensão fundamental nominal da rede elétrica. As topologias 4L e 6LT com $v_{C_t} = 1$ pu podem lidar com sobretensões e afundamentos de até 50% na tensão fundamental da rede elétrica. Para operar com uma

Tabela 3.3 – Parâmetros utilizados na comparação das configurações 4L, 6L e 6LT

Parâmetro		Valor
Tensão da rede elétrica	E_g	220 V(rms)
Tensão de referência na carga	V_l^*	220 V(rms)
Ângulo entre v_g e v_l	α	0°
Tensões nos barramentos CC	v_C	311, 13 V (4L)
	v_{C_a}/v_{C_b}	135, 86/271, 72 V (6L) 103, 71/207, 42 V (6LT)
Relação de espiras dos transformadores	η	1/2
Frequências da rede elétrica e na carga	f_g/f_l	60/60 Hz
Frequência de amostragem	f_s	10, 02 kHz *
Fator de potência da carga	$\cos \varphi$	0, 95
Potência de saída na carga	P_l	500 W
Indutância da rede elétrica	L_g	7 mH
Fator de potência visto pela rede elétrica	$\cos \phi$	1

* Esse valor foi modificado na análise de perdas dos conversores 6L e 6LT para que ambos operassem com a mesma distorção harmônica média.

sobretensão de até 30% na tensão fundamental da rede elétrica, as tensões nos barramentos CC da topologia 6L foram aumentadas aproximadamente 30% (logo, $v_{C_t} = 1, 3$ pu para a configuração 6L). Consequentemente, essa topologia opera com baixo índice de modulação na tensão na carga.

A configuração 4L foi simulada usando a técnica de modulação vetorial proposta em [43], enquanto a configuração 6L utilizou a técnica de modulação vetorial proposta em [45]. A topologia 6LT foi simulada utilizando as técnicas PWM híbrida e vetorial. Os vetores de tensão foram aplicados simetricamente em relação a metade do período de amostragem.

Considerando as topologias com dois barramentos CC, técnicas PWM que aumentam e diminuem v_{C_a} são necessárias para regular a tensão no barramento a . Quando as redundâncias que minimizam a frequência média da topologia 6LT são selecionadas e $E_g = 1$ pu, as PWMs híbrida e vetorial aumentam v_{C_a} . Por outro lado, a técnica PWM vetorial minimizando a frequência média da topologia 6L diminui v_{C_a} quando $E_g = 1$ pu. Redundâncias são selecionadas para desenvolver técnicas PWM que diminuem/aumentam v_{C_a} para as configurações 6LT/6L.

A Figura 3.12 ilustra as tensões sintetizadas pelos conversores 4L, 6L e 6LT e seus valores de referência (as PWMs que aumentam e diminuem v_{C_a} geram formas de onda semelhantes). A topologia 4L sintetizou v_g com cinco níveis. v_l foi gerada usando três níveis. A topologia 6L gerou v_g e v_l com sete níveis e usou sempre os dois níveis mais próximos para gerar a referência. A configuração 6LT sintetizou v_l com sete níveis e v_g com até quinze níveis. Os níveis possíveis de v_g foram melhores utilizados quando a técnica vetorial foi aplicada, como esperado. Quando a PWM híbrida foi utilizada, v_g teve nove níveis.

Ao usar a PWM vetorial, embora quinze níveis foram utilizados, em alguns momentos eles foram aplicados de forma não consecutiva. Isso está de acordo com o plano vetorial mostrado na Figura 3.8.

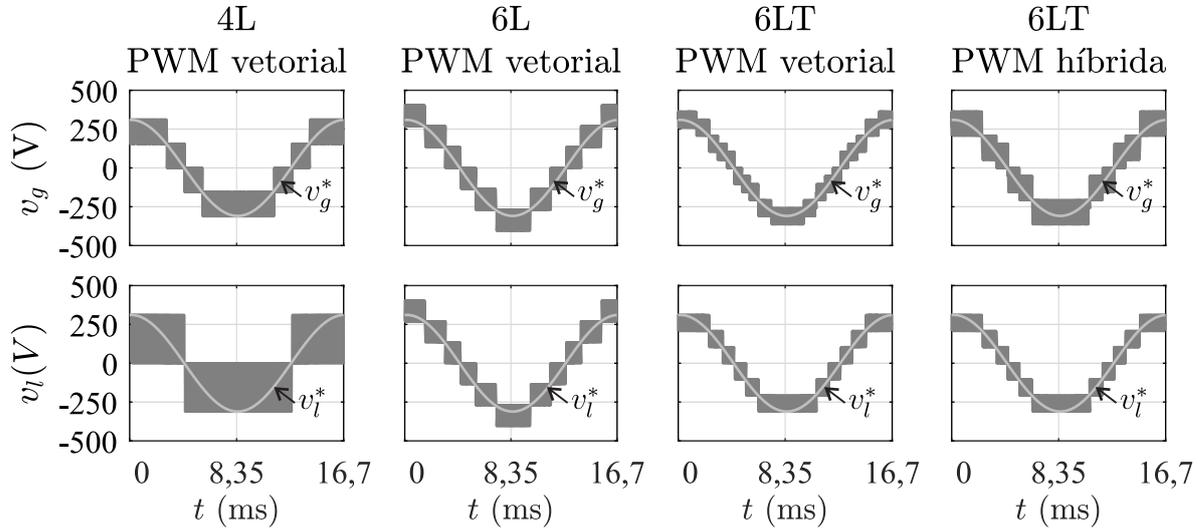


Figura 3.12 – Tensões geradas pelas configurações 4L, 6L e 6LT e seus valores de referência.

3.8.1 Distorção harmônica

A distorção harmônica foi calculada da mesma forma que no Capítulo 2. A Tabela 3.4 mostra os resultados das topologias em termos das distorções harmônicas das tensões. Para as topologias com dois barramentos CC, foram feitas simulações com as técnicas PWM utilizando as redundâncias que aumentam e diminuem v_{C_a} . Nessa tabela e nas seguintes, os símbolos \uparrow e \downarrow significam que foram utilizadas as redundâncias que aumentam e diminuem v_{C_a} , respectivamente.

A configuração 6LT teve os melhores resultados em termos da WTHD da tensão na carga. Isso era esperado tendo em vista o número de níveis de tensão e a operação com alto índice de modulação da tensão na carga. Os piores resultados nesse caso foram da topologia 4L dado o baixo número de níveis de tensão disponíveis. Considerando v_g , a topologia 6LT utilizando a técnica PWM vetorial possuiu menor distorção harmônica do que utilizando a técnica PWM híbrida. Isso acontece porque a técnica vetorial utiliza de forma otimizada o grande número de níveis de tensão disponíveis. As configurações 6L e 6LT com as PWMs aumentando e diminuindo v_{C_a} geraram melhor resultado de WTHD média que a topologia 4L.

Tabela 3.4 – WTHD das tensões (%) geradas pelas configurações 4L, 6L e 6LT

Conversor	Técnica de modulação	Efeito* em v_{C_a}	WTHD (%)		
			v_g	v_l	Médio
4L	Vetorial	-	0,064	0,248	0,156
6L	Vetorial	↑	0,117	0,119	0,118
		↓	0,118	0,117	0,118
6LT	Vetorial	↑	0,087	0,071	0,079
		↓	0,077	0,087	0,082
	Híbrida	↑	0,128	0,078	0,103
		↓	0,098	0,068	0,083

* ↑: aumento/↓: diminuição.

3.8.2 Perdas nos semicondutores e frequências de chaveamento

A análise das perdas nos semicondutores das configurações investigadas foi obtida usando o módulo térmico do software PSIM e os dispositivos semicondutores utilizados na análise foram SKM50GB063D fabricados pela SEMIKRON. A Tabela 3.5 sumariza as perdas por condução (P_{cd}), chaveamento (P_{sw}) e totais (P_{to}) nos semicondutores de cada topologia com a mesma WTHD média (a frequência de amostragem das topologias 6L e 6LT foi reduzida até que todas as configurações tivessem a mesma WTHD média que a configuração 4L com $f_s = 10,02$ kHz, isto é, 0,156%).

Tabela 3.5 – Perdas nos semicondutores das configurações 4L, 6L e 6LT com WTHD média igual a 0,156%, normalizadas em relação a P_l , e respectivo valor de f_s

Conversor	Técnica de modulação	Efeito em v_{C_a}	Perdas (%)			f_s (kHz)
			P_{sw}	P_{cd}	P_t	
4L	Vetorial	-	1,54	0,40	1,94	10,2
6L	Vetorial	↑	0,61	1,48	2,09	7,44
		↓	0,41	1,48	1,89	7,50
6LT	Vetorial	↑	0,41	1,31	1,72	5,16
		↓	0,50	1,31	1,81	5,34
	Híbrida	↑	0,50	1,32	1,82	6,66
		↓	0,48	1,30	1,78	5,40

A configuração 4L teve as menores perdas por condução, pois ela tem quatro braços, enquanto as topologias 6L e 6LT têm seis braços. O segundo melhor resultado em termos de perdas por condução foi da topologia 6LT. Isso ocorreu porque os braços da topologia 6L processam toda a potência de saída, enquanto parte da potência de saída é processada apenas pelo transformador quando a configuração 6LT é utilizada.

A configuração 4L teve as maiores perdas por chaveamento. Isso aconteceu porque a tensão no seu barramento CC é maior que as tensões nos barramentos CC dos outros conversores. As menores perdas por chaveamento foram da configuração 6LT com a PWM

vetorial. Isso ocorreu porque essa topologia possui os barramentos CC com as menores tensões e opera com a menor frequência de amostragem para gerar uma WTHD média igual a 0,156%.

É importante mencionar que a topologia proposta neste capítulo é mais interessante para aplicações com altas tensões e baixas correntes. Quando a tensão é baixa e a corrente é alta, a redução nas perdas por chaveamento geradas pela configuração 6LT pode não ser suficiente para compensar o aumento nas perdas por condução dado o número de braços.

A Tabela 3.6 mostra, nas mesmas condições da investigação das perdas, a frequência média das chaves de cada braço durante um período completo das tensões geradas. Para os conversores 6L e 6LT, f_{w_u} representa a frequência média das chaves do braço w_u . Para o conversor 4L, f_x , f_y , f_h e f_z representam as frequências médias das chaves dos braços x , y , h e z , respectivamente. As frequências médias dos conversores a (braços g_a , l_a e h_a) e b (braços g_b , l_b , h_b) são representadas por f_a e f_b , respectivamente. Os vetores de tensão foram escolhidos de forma que a frequência de chaveamento do conversor b seja menor que a do conversor a . Isso diminui as perdas por chaveamento, tendo em vista que $v_{C_a}/v_{C_b} = 1/2$. Como pode ser observado nessa tabela, a frequência de chaveamento média da configuração 6LT foi menor que a da 6L. A técnica PWM vetorial teve menores frequências de chaveamento que a PWM híbrida na maior parte do tempo, diminuindo suas perdas por chaveamento. Os valores médios das frequências de chaveamento estão de acordo com os resultados das perdas por chaveamento.

Tabela 3.6 – Frequências médias de chaveamento dos semicondutores das configurações 4L, 6L e 6LT (kHz) com WTHD média igual a 0,156%

Conversor	Técnica de modulação	Efeito em v_{C_a}	Frequência (kHz)											
			f_x	f_y	f_h	f_z	f_{g_a}	f_{h_a}	f_{l_a}	f_{g_b}	f_{h_b}	f_{l_b}	f_a	f_b
4L	Vetorial	–	9,98	9,98	0,06	9,98								
6L	Vetorial	↑	2,82	10,30	5,11	3,10	3,21	2,24	6,08	2,85				
		↓	4,64	3,08	7,64	0,09	0,18	0,09	5,12	0,12				
6LT	Vetorial	↑	3,10	2,79	5,45	3,92	0,18	0,45	3,78	1,52				
		↓	5,61	1,45	4,48	5,60	0,06	1,28	3,85	2,31				
	Híbrida	↑	5,21	1,98	6,59	3,79	0,18	1,64	4,59	1,87				
		↓	5,26	5,58	2,64	3,04	2,67	0,06	4,49	1,92				

Como comentado no início desta seção, considerando as topologias com dois barramentos CC, técnicas PWM com redundâncias que aumentam e diminuem v_{C_a} foram simuladas. Para a topologia 6L, a técnica PWM vetorial utilizando as redundâncias que minimizam a frequência média do conversor diminui v_{C_a} quando $E_g = 1$ pu e é utilizada nas simulações. Comparado ao caso que aumenta v_{C_a} , por minimizar a frequência média

do conversor, essa técnica tem menores perdas por chaveamento e menor frequência de operação dos conversores a e b .

No caso da topologia 6LT, a técnica PWM vetorial utilizando as redundâncias que minimizam a frequência média do conversor aumenta v_{C_a} quando $E_g = 1$ pu e é utilizada nas simulações. Comparado ao caso que diminui v_{C_a} , por minimizar a frequência média do conversor, essa técnica tem menores perdas por chaveamento e menor frequência de operação dos conversores a e b .

Já considerando a topologia 6LT com a técnica PWM híbrida, as redundâncias que minimizam a frequência média do conversor aumentam v_{C_a} quando $E_g = 1$ pu, mas não geram menores perdas por chaveamento que o caso que diminui v_{C_a} . Isso acontece porque, quando os casos que aumentam e diminuem v_{C_a} operam com a mesma frequência de amostragem, as redundâncias que minimizam a frequência média do conversor sintetizam tensões com distorção harmônica maior. Logo, para operar com a mesma distorção harmônica que o caso que diminui v_{C_a} , a PWM híbrida que aumenta v_{C_a} possui maior frequência de amostragem. Essas informações podem ser observadas nas Tabelas 3.4, 3.5 e 3.6.

Outro parâmetro interessante é a potência processada no transformador. Os transformadores das configurações 4L e 6LT processaram 0,03% e 50% da potência na carga, respectivamente. Esse parâmetro depende do valor de E_g , como pode ser visto nas Figuras 3.5 e 3.6. A topologia 6LT utiliza melhor o transformador durante a operação nominal do sistema, enquanto a configuração 4L praticamente usa o transformador apenas durante afundamentos e sobretensões.

3.9 Resultados de simulação e experimentais

Simulações e experimentos foram feitos nas mesmas condições de operação para validar as considerações teóricas sobre a topologia 6LT utilizando a PWM vetorial. Os parâmetros utilizados nos testes são mostrados na Tabela 3.7. Como pode ser visto na tabela, os seguintes casos foram estudados: caso 1 (tensão da rede elétrica com valor nominal), caso 2 (sobretensão na tensão da rede elétrica), caso 3 (afundamento na tensão da rede elétrica) e caso 4 (tensão da rede elétrica com harmônicos de 3^a e 5^a ordem). A estratégia de regulação foi implementada usando a polaridade de i_h para escolher as redundâncias dos vetores de tensão e o ângulo entre e_g e v_l foi igual a 23°.

Tabela 3.7 – Parâmetros usados nas simulações e nos experimentos da configuração 6LT com a PWM vetorial

Parâmetro		Valor
Tensão da rede elétrica	E_g	115 V(rms) (caso 1) 146 V(rms) (caso 2) 91 V(rms) (caso 3) 115 V(rms) + harmônicos (caso 4)
Tensão de referência na carga	V_l^*	110 V(rms)
Tensões nos barramentos CC	v_{C_a}/v_{C_b}	55/110 V
Relação de espiras dos transformadores	η	1/2
Banda de histerese de tensão	2% de v_{C_a}	1, 1 V
Capacitância dos barramentos CC	C_a/C_b	4400 μ F
Frequências da rede elétrica e na carga	f_g/f_l	60/60 Hz
Frequência de amostragem	f_s	10 kHz
Resistência da carga	R_l	27,5 Ω
Indutância da carga	L_l	21 mH
Resistência da rede elétrica	R_g	0,3 Ω
Indutância da rede elétrica	L_g	7 mH

3.9.1 Resultados de simulação

A Figura 3.13 ilustra os resultados de simulação da topologia 6LT nos casos 1 (tensão da rede elétrica com valor nominal) e 4 (tensão da rede elétrica com harmônicos de 3ª e 5ª ordem). Como esperado, o conversor operou com o fator de potência visto pela rede elétrica unitário. As tensões nos barramentos CC foram controladas adequadamente. A tensão na carga teve sete níveis. A tensão do lado da rede elétrica teve quinze níveis durante a operação com E_g nominal e isso está consistente com a análise do plano vetorial. Apesar das perturbações na tensão da rede elétrica no caso 4, pode ser observado que a corrente i_g é senoidal. Para obter esses resultados, um controlador de sequência dupla foi utilizado para cada harmônico na tensão da rede elétrica [86].

A Figura 3.14 ilustra os resultados de simulação da topologia 6LT nos casos 2 (sobretensão na tensão da rede elétrica) e 3 (afundamento na tensão da rede elétrica). A carga recebe tensão com amplitude e frequência constantes mesmo com uma sobretensão de 27% (caso 2) e um afundamento de 21% (caso 3) na tensão da rede elétrica. Além disso, a corrente da rede elétrica é senoidal e em fase com a tensão e_g (i.e., o fator de potência visto pela rede elétrica é unitário). Cabe destacar que embora v_g possua mais níveis que v_l , ele é sempre sintetizado usando três níveis, ao contrário de v_l que é sintetizado usando os dois níveis mais próximos. Isso é mostrado nas figuras dos resultados de simulação e é explicado observando-se o formato dos triângulos que compõem o plano vetorial da configuração proposta (Figura 3.8).

Também foram realizadas simulações para verificar o comportamento dinâmico

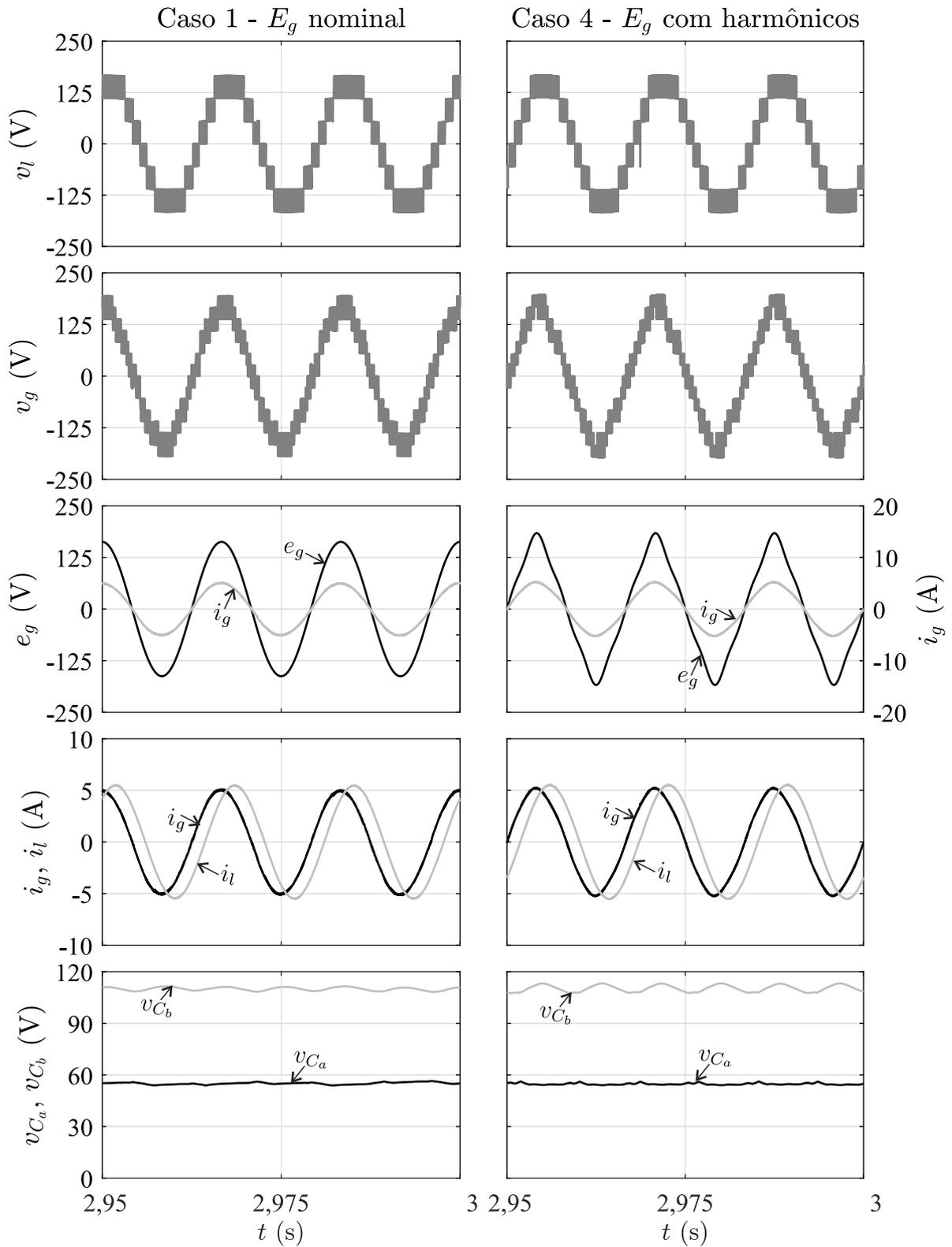


Figura 3.13 – Simulação do controle da configuração 6LT com a PWM vetorial - casos 1 (tensão da rede elétrica com valor nominal) e 4 (tensão da rede elétrica com harmônicos de 3ª e 5ª ordem).

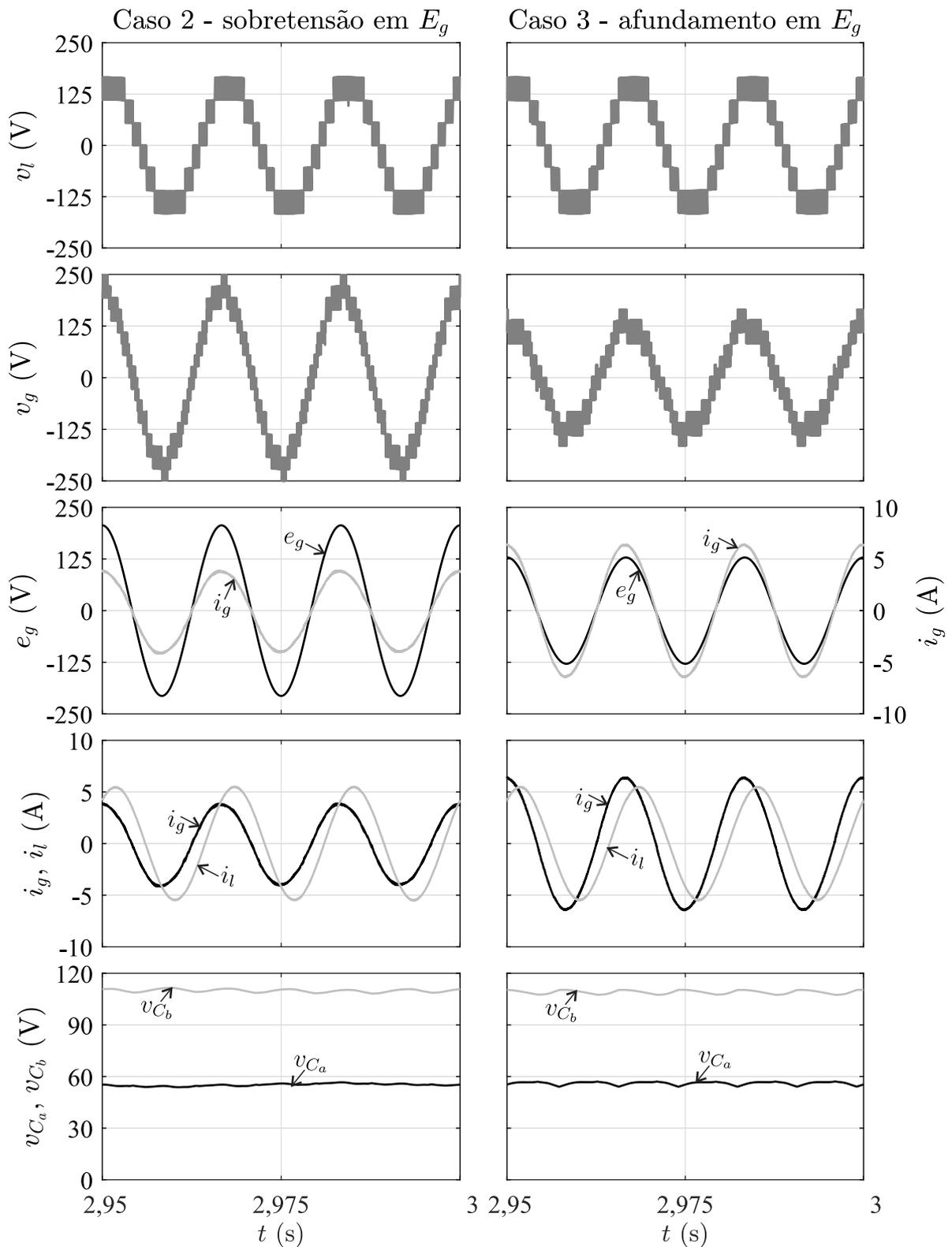


Figura 3.14 – Simulação do controle da configuração 6LT com a PWM vetorial - casos 2 (sobretensão na tensão da rede elétrica) e 3 (afundamento na tensão da rede elétrica).

do sistema. A Figura 3.15 mostra o comportamento do sistema durante uma sobretensão de 27% na amplitude de E_g (E_g passa do caso 1 para o caso 2). Já a Figura 3.16 mostra o comportamento do sistema durante um afundamento de 21% na amplitude de E_g (E_g passa do caso 1 para o caso 3). Como pode ser observado, em ambos os casos o controle é capaz de regular as tensões nos barramentos CC. Além disso, i_g é senoidal e em fase com e_g .

3.9.2 Resultados experimentais

A plataforma utilizada para obtenção dos resultados experimentais foi a mesma utilizada no Capítulo 2 para as topologias 6L1D e 6L2D.

A Figura 3.17 mostra os resultados experimentais do sistema em regime permanente nos casos 1, 2 e 3. Os parâmetros usados foram iguais aos dos resultados de simulação. Em ambos os casos, pode ser visto que i_g e e_g estavam sincronizados, logo o fator de potência visto pela rede elétrica foi unitário. As tensões nos barramentos CC estiveram reguladas e v_l teve sete níveis. Todos os requisitos de controle foram estabelecidos mesmo quando $E_g = 146$ V(rms) (caso 2) e $E_g = 91$ V(rms) (caso 3), conforme esperado. Portanto, esses resultados validam as considerações teóricas e mostram que a topologia proposta pode lidar com variações na tensão da rede elétrica.

Também foram realizados experimentos para verificar o comportamento dinâmico do sistema durante uma variação de carga. A Figura 3.18 mostra a operação do conversor 6LT com $E_g = 115$ V(rms) (caso 1) durante um aumento de 40% na corrente na carga. Todos os requisitos de controle foram novamente estabelecidos (as tensões nos barramentos CC foram reguladas e i_g e e_g estiveram sincronizados).

3.10 Conclusões

Um conversor CA/CC/CA monofásico/monofásico bidirecional para aplicações similares às que usam UPSs e UPQCs foi proposto e discutido neste capítulo. A topologia contém um conversor 6L e um transformador na frequência da rede elétrica e foi denominada topologia 6LT. O conversor proposto permite fornecer tensão à carga com amplitude e frequência constantes e operar com a corrente da rede elétrica com baixa distorção harmônica e fator de potência alto. O transformador aumenta a tensão disponível na entrada do conversor e pode ser utilizado para mitigar harmônicos e sobretensões na componente fundamental da tensão da rede elétrica. Parte da potência de saída é processada apenas pelo transformador.

O modelo do sistema, possíveis regiões de operação, a análise do fluxo de potência

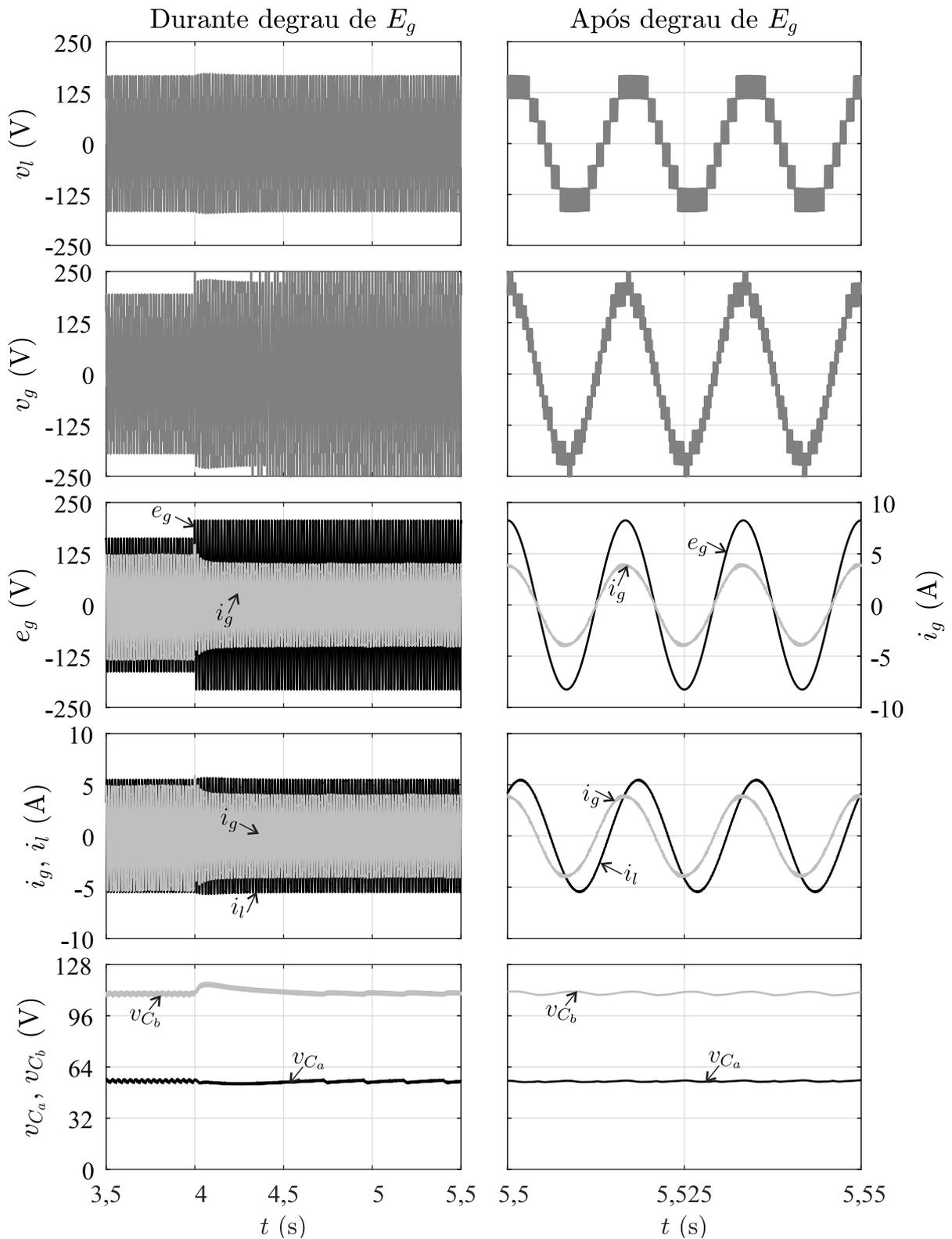


Figura 3.15 – Simulação do controle da configuração 6LT com a PWM vetorial - sobretenção de 27% na amplitude de E_g (E_g passa do caso 1 para o caso 2).

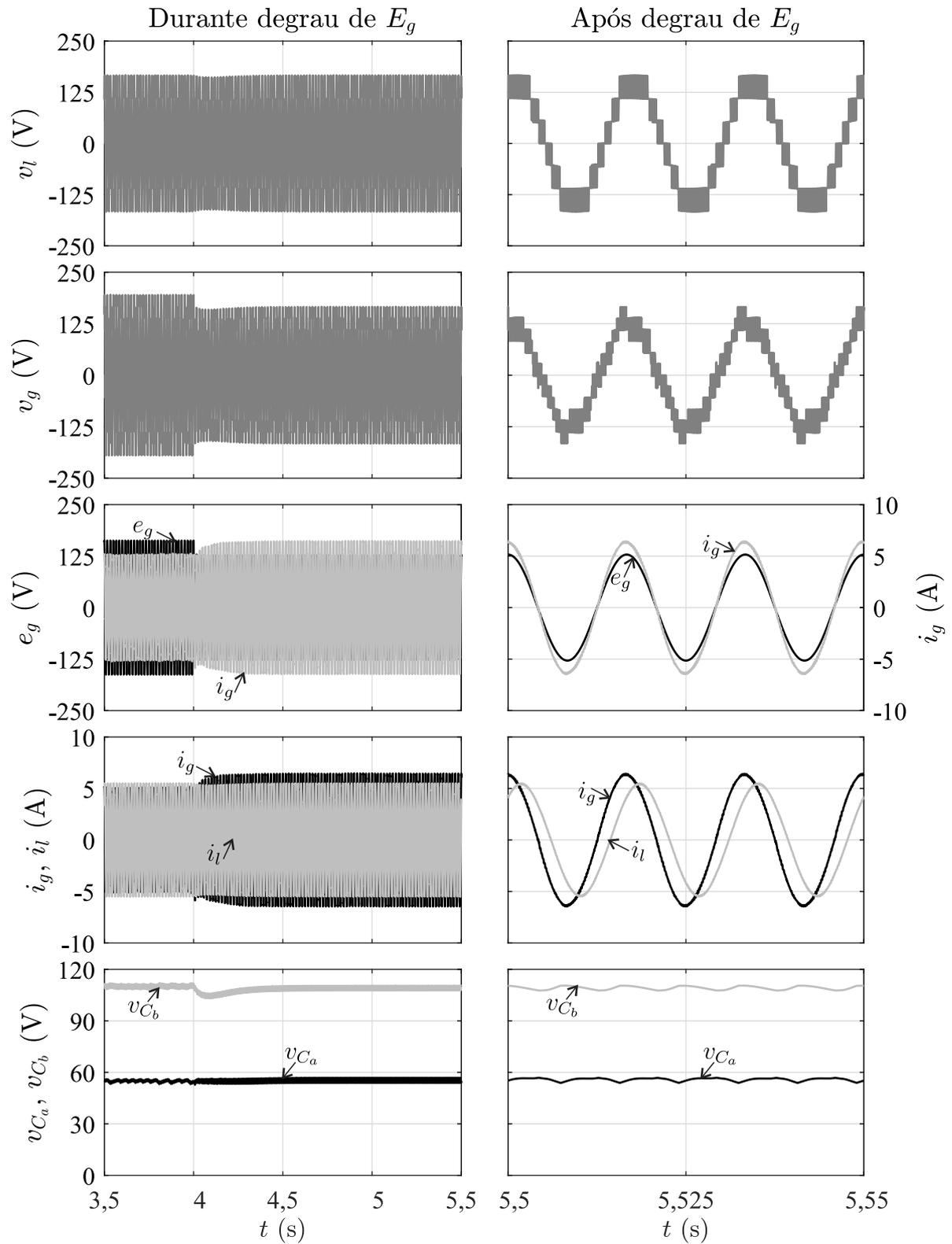


Figura 3.16 – Simulação do controle da configuração 6LT com a PWM vetorial - afundamento de 21% na amplitude de E_g (E_g passa do caso 1 para o caso 3).

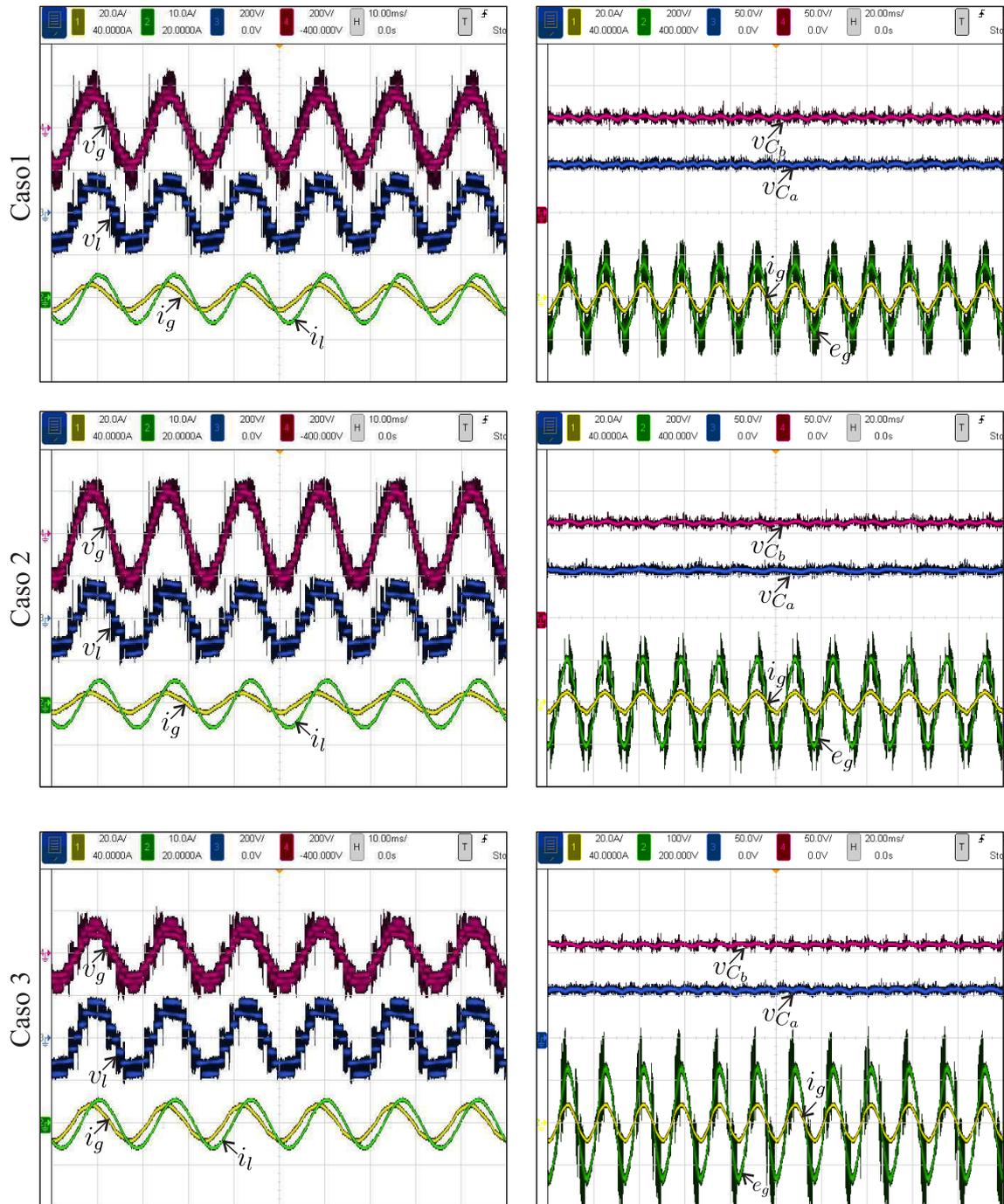


Figura 3.17 – Resultados experimentais da configuração 6LT com a PWM vetorial - casos 1, 2 e 3 (v_g , v_i e e_g com 200 volts/divisão, v_{C_a} e v_{C_b} com 50 volts/divisão, i_g com 20 amperes/divisão e i_l com 10 amperes/divisão).

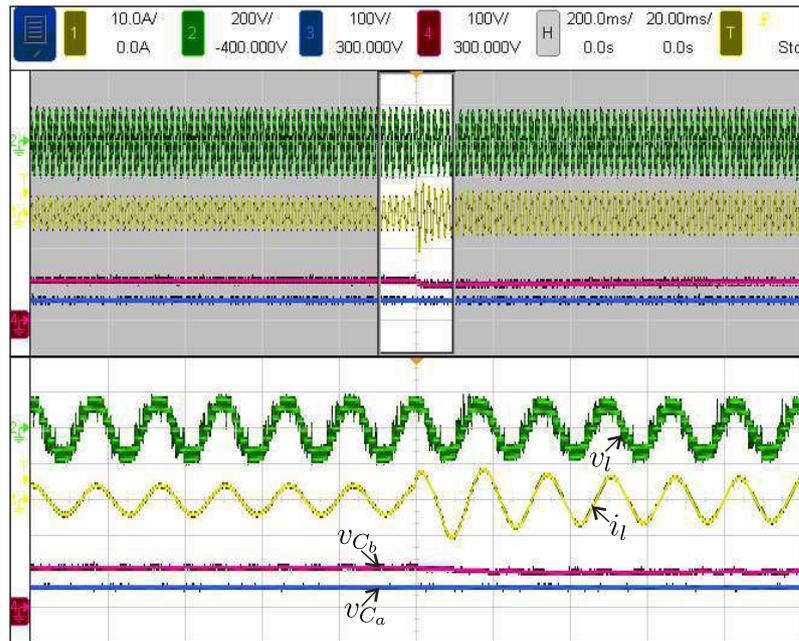


Figura 3.18 – Resultados experimentais da configuração 6LT com a PWM vetorial durante uma variação de carga (v_{C_a} e v_{C_b} com 100 volts/divisão, v_L com 200 volts/divisão e i_L com 10 amperes/divisão).

e um método para regular as tensões nos barramentos CC utilizando redundâncias dos vetores de tensão foram apresentados. Duas técnicas PWM (incluindo a PWM vetorial) e um sistema de controle completo também estão incluídos neste capítulo. Sistemas convencionais e propostos foram comparados em termos das regiões de operação, distorções harmônicas das tensões geradas e perdas nos semicondutores. Comparada à configuração 4L, a topologia proposta foi verificada como a opção mais interessante para aplicações com altas tensões e baixas correntes, pois tem menores perdas por chaveamento e maiores perdas por condução. Comparada à configuração 6L, a proposta tem menores perdas por condução e perdas por chaveamento comparáveis. Resultados de simulação e experimentais foram incluídos de forma a validar as considerações teóricas.

4

Conversores CA/CC/CA monofásicos/monofásicos bidirecionais com ponte H flutuante

4.1 Introdução

Os resultados e discussões apresentados neste capítulo foram originados do artigo [89], publicado no *Ninth Annual IEEE Energy Conversion Congress and Exposition* (ECCE 2017). Dado o interesse por sistemas que operam como compensadores da tensão na saída e da corrente na entrada, neste capítulo um conversor CA/CC/CA monofásico/monofásico bidirecional baseado na configuração 6L é proposto. A topologia proposta é obtida pela adição de uma ponte H na entrada do conversor 6L (veja a Figura 4.1). Essa topologia é aqui denominada como configuração *six-leg H-bridge* ou 6LH e a configuração convencional das análises deste capítulo é o conversor 6L.

O conversor proposto fornece tensão com amplitude e frequência constantes a uma carga monofásica e opera com a corrente da rede elétrica com baixa distorção harmônica e alto fator de potência. Além disso, a ponte H do lado da rede elétrica pode ser utilizada para mitigar harmônicos e sobretensões na tensão fundamental da rede elétrica. O sistema convencional 6L apenas pode lidar com isso aumentando as tensões nos seus barramentos CC e, conseqüentemente, reduzindo o índice de modulação da tensão na carga. Portanto, a configuração 6LH é uma opção interessante para aplicações similares às que usam UPSs e UPQCs. Como as topologias estudadas possuem os lados da rede elétrica e da carga com braços compartilhados, elas são mais interessantes para aplicações nas quais as tensões da rede elétrica e na carga possuem mesma frequência fundamental (por exemplo, UPS e

UPQC).

Características de operação, uma análise detalhada do fluxo de potência, duas estratégias PWM baseadas na PWM vetorial e técnicas de regulação das tensões nos barramentos CC são apresentadas. A operação com diferentes combinações de tensão nos barramentos CC é analisada. Os sistemas convencionais e propostos são comparados em termos das regiões de operação, distorções harmônicas das tensões geradas, frequências de chaveamento e perdas nos semicondutores. Resultados experimentais e de simulação da configuração proposta são apresentados de forma a corroborar as considerações teóricas. Esses resultados foram realizados durante sobretensões e afundamentos na tensão da rede elétrica.

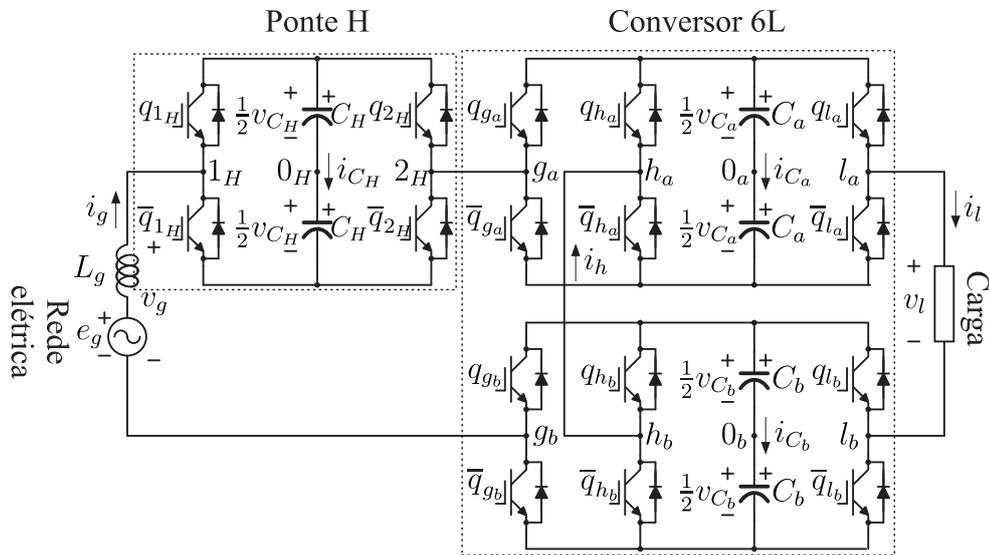


Figura 4.1 – Configuração 6LH.

4.2 Modelo do sistema

A tensão e a corrente na rede elétrica são representados por e_g e i_g , respectivamente. i_l e i_h são, respectivamente, as correntes na carga e no braço compartilhado. O circuito equivalente da topologia 6LH é ilustrado na Figura 4.2.

A tensão de polo $v_{w_u 0_u}$ é a tensão entre o ponto w_u e o centro do barramento u (ponto 0_u), v_{C_u} é a tensão no barramento u ($u = a, b, H$) e $w = g, h, l$ (quando $u = a, b$) ou $w = 1, 2$ (quando $u = H$). Considerando que q_{w_u} representa o estado da chave superior do braço w_u , as tensões de polo são calculadas como $v_{w_u 0_u} = (2q_{w_u} - 1) \frac{v_{C_u}}{2}$.

A partir do circuito equivalente da topologia, encontram-se as seguintes equações

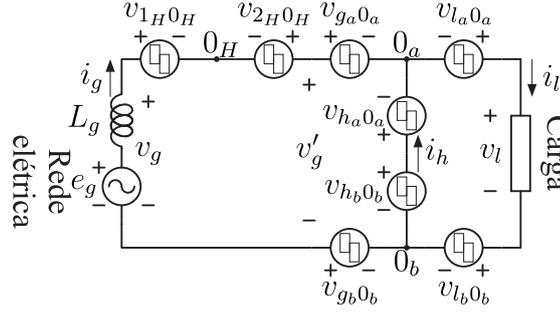


Figura 4.2 – Circuito equivalente da configuração 6LH.

de malha em função das tensões de polo:

$$v_g = v_{1_H0_H} - v_{2_H0_H} + v_{g_a0_a} - v_{g_b0_b} - v_{h_a0_a} + v_{h_b0_b} \quad (4.1)$$

$$v_l = v_{l_a0_a} - v_{l_b0_b} - v_{h_a0_a} + v_{h_b0_b} \quad (4.2)$$

$$v_g - v_l = v_{1_H0_H} - v_{2_H0_H} + v_{g_a0_a} - v_{l_a0_a} + v_{l_b0_b} - v_{g_b0_b}. \quad (4.3)$$

Dado que os valores máximos e mínimos das tensões de polo são $\frac{v_{C_u}}{2}$ e $-\frac{v_{C_u}}{2}$, encontra-se que as tensões apenas podem ser sintetizadas corretamente pela topologia 6LH se v_g e v_l obedecerem as seguintes condições:

$$|v_g| \leq v_{C_a} + v_{C_b} + v_{C_H} \quad (4.4)$$

$$|v_l| \leq v_{C_a} + v_{C_b} \quad (4.5)$$

$$|v_g - v_l| \leq v_{C_a} + v_{C_b} + v_{C_H}. \quad (4.6)$$

As tensões do lado da rede elétrica e na carga, v_g e v_l , respectivamente, podem ser reescritas como:

$$v_g = v_{g_H} + v'_g \quad (4.7)$$

$$v_l = v_{l_{ab}} - v_{h_{ab}} \quad (4.8)$$

onde $v_{g_{ab}} = v_{g_a0_a} - v_{g_b0_b}$, $v_{l_{ab}} = v_{l_a0_a} - v_{l_b0_b}$, $v_{h_{ab}} = v_{h_a0_a} - v_{h_b0_b}$, $v_{g_H} = v_{1_H0_H} - v_{2_H0_H}$ e $v'_g = v_{g_a0_a} - v_{g_b0_b} - v_{h_a0_a} + v_{h_b0_b}$. v'_g é a tensão de entrada do conversor 6L que compõe a configuração 6LH.

4.3 Técnicas PWM

São apresentadas duas técnicas PWM para o conversor 6LH: PWM híbrida e PWM vetorial. A PWM híbrida utiliza uma variável auxiliar para gerar as tensões de referência para a ponte H e o conversor 6L que compõem a topologia proposta. No caso da PWM vetorial, o plano vetorial é utilizado na síntese das tensões. O símbolo * novamente significa que a variável é de referência.

4.3.1 PWM híbrida

Uma variável auxiliar $v_{x_1}^*$ é introduzida para gerar as tensões de referência para a ponte H e o conversor 6L que compõem a configuração 6LH. A partir da Equação (4.7) pode ser escrito que:

$$v_g'^* = v_g^* - v_{x_1}^* \quad (4.9)$$

$$v_{gH}^* = v_{x_1}^*. \quad (4.10)$$

Os valores máximos e mínimos de $v_{x_1}^*$ são dados por $v_{x_1,max}^* = \min\{v_g^* + v_{C_a}^* + v_{C_b}^* - \max\{v_l^*, 0\}, v_{C_H}^*\}$ e $v_{x_1,min}^* = \max\{v_g^* - v_{C_a}^* - v_{C_b}^* - \min\{v_l^*, 0\}, -v_{C_H}^*\}$. Com a introdução do parâmetro μ_{x_1} ($0 \leq \mu_{x_1} \leq 1$), a variável $v_{x_1}^*$ é calculada por:

$$v_{x_1}^* = \mu_{x_1} v_{x_1,max}^* + (1 - \mu_{x_1}) v_{x_1,min}^*. \quad (4.11)$$

Então $v_g'^*$ e v_{gH}^* podem ser calculados usando as Equações (4.9) e (4.10), respectivamente. Usando v_{gH}^* e a técnica LS-PWM (técnica com portadoras deslocadas em níveis e proposta em [20]), os sinais de gatilho para as chaves da ponte H são obtidos. No caso do conversor 6L, $v_g'^*$, v_l^* e a técnica PWM vetorial apresentada em [45] são utilizados. Essa técnica também está detalhada na seção 3.5.1 deste trabalho.

4.3.2 PWM vetorial

A técnica PWM vetorial pode ser utilizada para sintetizar as tensões de ambos os conversores simultaneamente (a ponte H e o conversor 6L, ou seja, a topologia 6LH). As Figuras 4.3 e 4.4 mostram os planos vetoriais quando $v_{C_b} = 2v_{C_a} = 4v_{C_H}$ (caso I) e $v_{C_b} = 2v_{C_a} = 2v_{C_H}$ (caso II), respectivamente. $v_{C_H} = E$, cada triângulo é um setor e cada vértice representa um vetor de tensão.

$\mathbf{v}_{n_a n_b n_H}$ representa o vetor de tensão gerado por uma dada combinação de estados das chaves, onde n_a , n_b e n_H são os números binários $\{q_{g_a}, q_{l_a}, q_{h_a}\}$, $\{q_{g_b}, q_{l_b}, q_{h_b}\}$ e $\{q_{1_H}, q_{2_H}\}$, respectivamente, convertidos para números decimais. Por exemplo, se $q_{1_H} = 1$ e $q_{2_H} = 0$, $n_H = 2$.

As Figuras 4.3 e 4.4 mostram apenas as combinações de estados das chaves que geram $v_l \geq 0$ dado que o plano vetorial é simétrico, isto é, $\mathbf{v} = -v_g - jv_l$ é gerado pela combinação de estados das chaves complementar à combinação que gera $\mathbf{v} = v_g + jv_l$. Alguns vetores de tensão podem ser gerados por mais de uma combinação de estados das chaves (a topologia possui 2^8 combinações de estados das chaves). Essas redundâncias podem ser utilizadas para reduzir a frequência de chaveamento do conversor ou para regular as tensões nos barramentos CC. As demais explicações sobre a PWM vetorial são iguais às apresentadas no Capítulo 2.

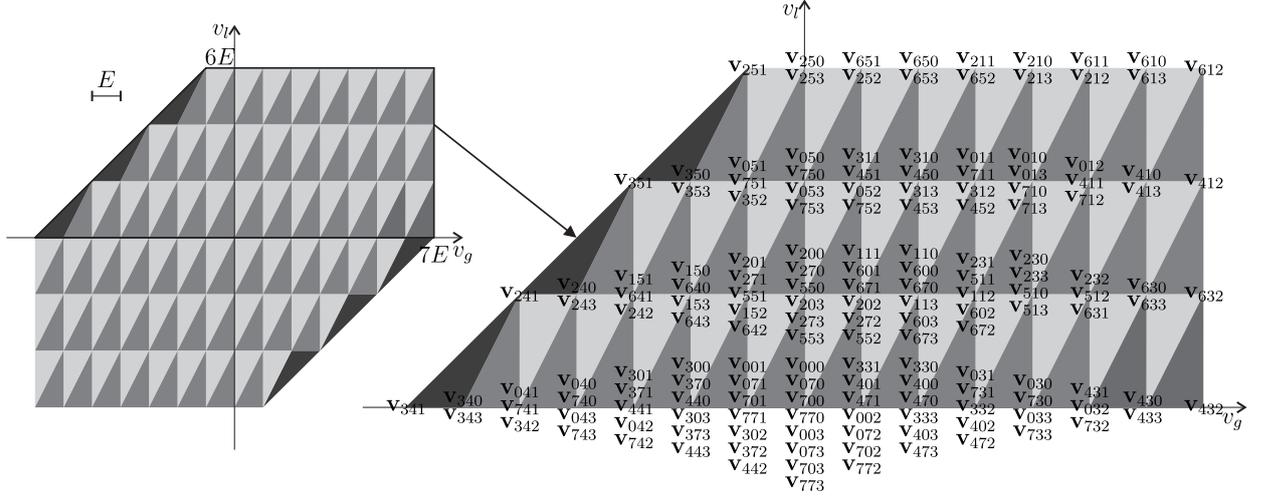


Figura 4.3 – Plano vetorial gerado pela configuração 6LH com $v_{C_b} = 2v_{C_a} = 4v_{C_H}$ e $v_{C_H} = E$ (caso I).

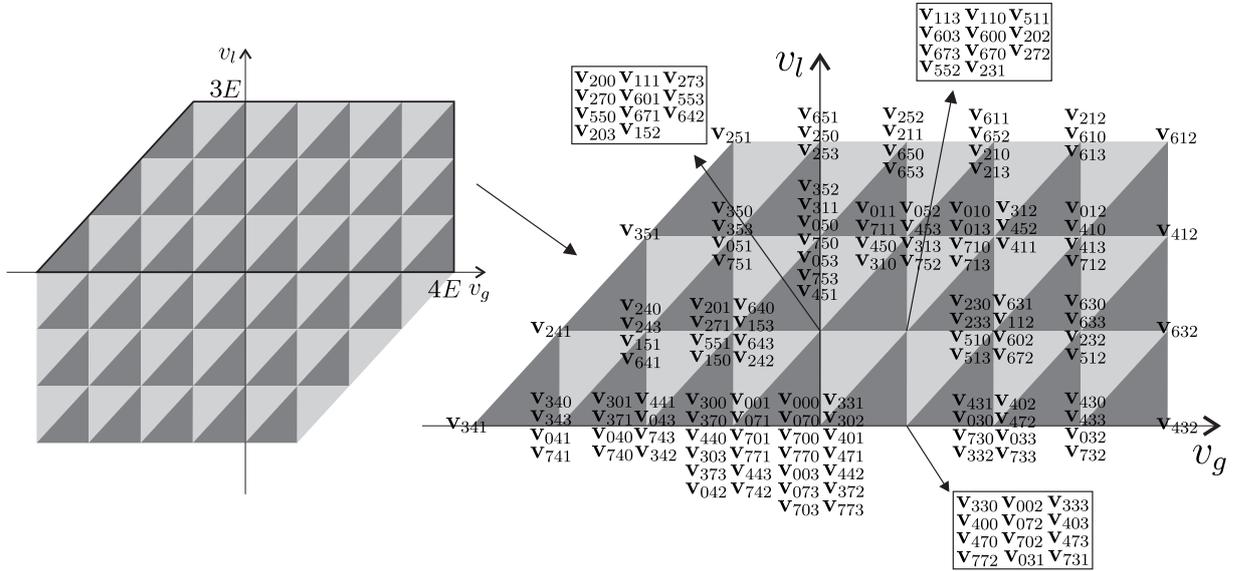


Figura 4.4 – Plano vetorial gerado pela configuração 6LH com $v_{C_b} = 2v_{C_a} = 2v_{C_H}$ e $v_{C_H} = E$ (caso II).

4.4 Análise do fluxo de potência

As potências instantâneas na entrada e na saída do sistema (p_{in} e p_{out} , respectivamente) são dadas por:

$$p_{in} = e_g i_g + (v_g - e_g) i_g = v_g i_g \quad (4.12)$$

$$p_{out} = v_l i_l. \quad (4.13)$$

As equações de p_{in} e p_{out} podem ser reescritas como:

$$p_{in} = (v_{gH} + v_{gab} - v_{hab}) i_g \quad (4.14)$$

$$p_{out} = (v_{lab} - v_{hab}) i_l. \quad (4.15)$$

p_H , p_a e p_b representam as potências instantâneas dos barramentos H , a e b , respectivamente, e seus valores são definidos como:

$$p_H = (v_{1H0H} - v_{2H0H})i_g = v_{gH}i_g \quad (4.16)$$

$$p_a = v_{g_a0_a}i_g + v_{h_a0_a}i_h - v_{l_a0_a}i_l \quad (4.17)$$

$$p_b = -v_{g_b0_b}i_g - v_{h_b0_b}i_h + v_{l_b0_b}i_l. \quad (4.18)$$

Usando as Equações (4.14)-(4.18), $p_{in} - p_{out} = p_H + p_a + p_b$ é obtido, conforme esperado. P_H , P_a e P_b são as potências médias processadas pelos barramentos H , a e b , respectivamente, enquanto P_{in} e P_{out} são os valores médios das potências na entrada e na saída do sistema, respectivamente. A Equação (4.16) mostra que p_H depende de v_{gH} . Conseqüentemente, as estratégias PWM podem ser utilizadas para regular v_{CH} utilizando a tensão v_{gH} . Considerando P_a e P_b , as Equações (4.17)-(4.18) mostram que as tensões de polo podem ser utilizadas para aumentar ou diminuir p_a e p_b (e regular as tensões nos barramentos a e b).

M_{swell} e M_{harm} são os valores máximos da sobretensão e dos harmônicos na rede elétrica que podem ser compensados pela topologia 6LH, o ângulo entre v_g e v_l é α , V_g é o valor nominal da amplitude de v_g e V_l é a amplitude de v_l . O valor de base de tensão usado nessa análise é a amplitude da tensão na carga (isto é, $V_l = 1$ pu). Uma sobretensão de 15% na tensão da rede elétrica, por exemplo, é representada como $E_g = 1,15$ pu, significando que $E_g = 1,15V_l$, onde E_g é a amplitude da fundamental de e_g .

As Figuras 4.5 e 4.6 mostram os valores de P_H e P_a para os casos I e II, respectivamente, considerando vários valores de E_g . Durante as análises de regime permanente, $v_{C_a} + v_{C_b} = 1$ pu, $V_l = 1$ pu e a carga teve fator de potência unitário. Além disso, a PWM escalar foi utilizada, pois o objetivo das análises foi observar os limites de operação da topologia mesmo que níveis de tensão mais distantes fossem utilizados para gerar as tensões. A técnica PWM pode carregar v_{CH} para todos os valores de E_g considerados. Entretanto, existem algumas limitações para descarregar v_{CH} . Esses casos são representados nas Figuras 4.5 e 4.6.

No caso I (representado na Figura 4.5), $v_{CH} = 0,167$ pu, portanto E_g poderia chegar a até 1,167 pu se o barramento H fosse conectado a uma fonte CC. Entretanto, o barramento H é um capacitor flutuante e simulações de regime permanente foram feitas para obter os limites de operação do conversor. No caso I com $\alpha = 1^\circ$, é possível garantir valores positivos e negativos de P_H e P_a para qualquer E_g no intervalo considerado (i.e., o sistema pode compensar 0,167 pu de sobretensão na rede elétrica). Entretanto, quando $\alpha = 60^\circ$, isso ocorre apenas quando $E_g \leq 1,142$ pu. Isso pode ser observado na Figura 4.5, quando mesmo utilizando a técnica PWM para minimizar P_H , a potência P_H é positiva para $E_g > 1,142$ pu. Isso significa que, nessa condição de operação, 6LH pode compensar 0,142 pu de sobretensão na rede elétrica. Nesse caso, a tensão restante (0,025 pu) ainda

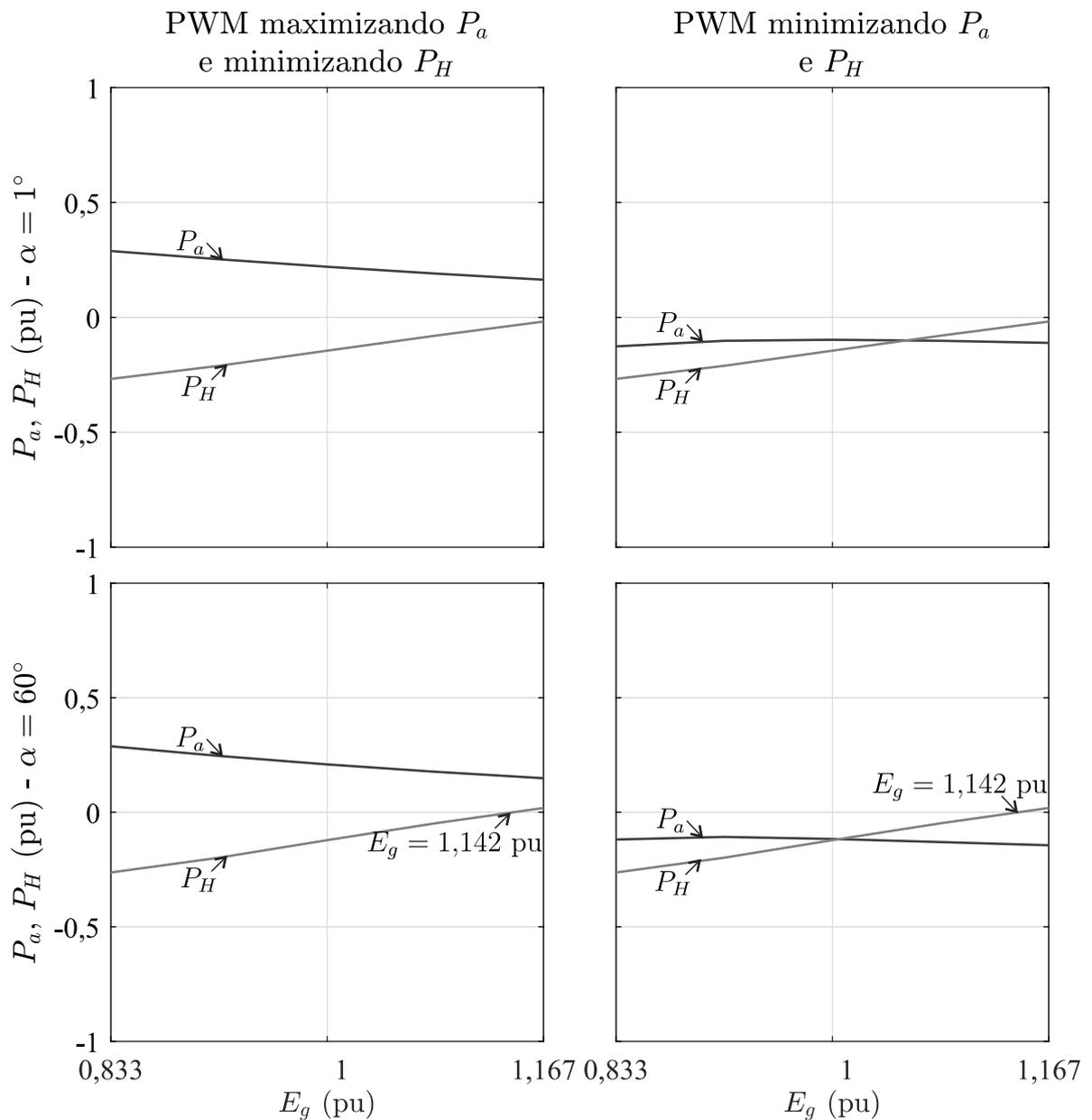


Figura 4.5 – Potências médias P_H e P_a processadas pelos barramentos H e a , respectivamente, versus E_g - configuração 6LH com $v_{C_b} = 2v_{C_a} = 4v_{C_H}$ (caso I), $v_{C_a} + v_{C_b} = 1$ pu, $V_l = 1$ pu e carga com fator de potência unitário. À esquerda, a técnica PWM utilizada maximiza P_a e minimiza P_H . À direita, a técnica PWM utilizada minimiza P_a e P_H .

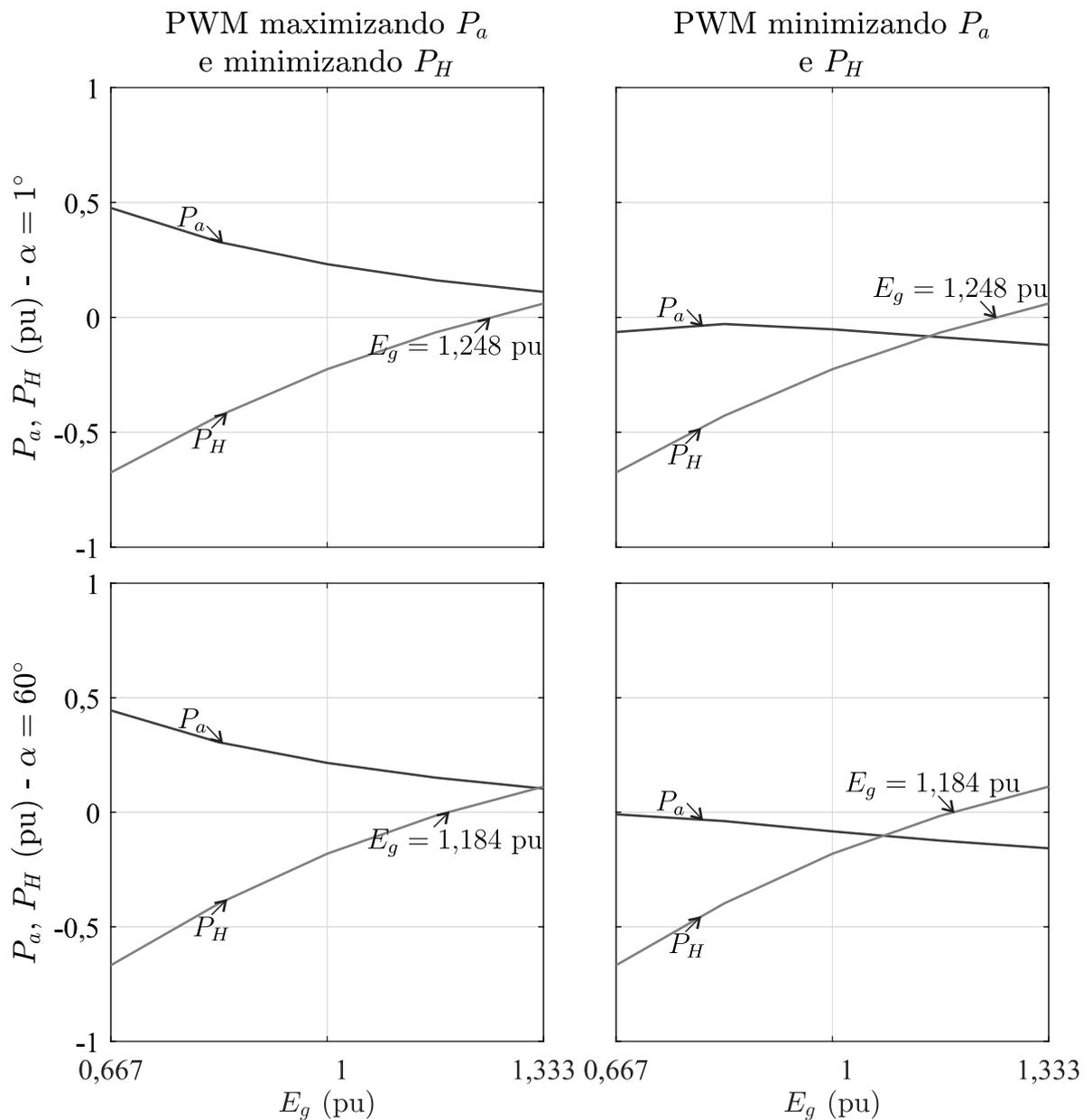


Figura 4.6 – Potências médias P_H e P_a processadas pelos barramentos H e a , respectivamente, versus E_g - configuração 6LH com $v_{C_b} = 2v_{C_a} = 2v_{C_H}$ (caso II), $v_{C_a} + v_{C_b} = 1$ pu, $V_l = 1$ pu e carga com fator de potência unitário. À esquerda, a técnica PWM utilizada maximiza P_a e minimiza P_H . À direita, a técnica PWM utilizada minimiza P_a e P_H .

pode ser usada para compensar harmônicos na tensão da rede elétrica.

No caso II (representado na Figura 4.6), $v_{CH} = 0,333$ pu, portanto E_g poderia chegar a até 1,333 pu se o barramento H fosse conectado a uma fonte CC. Entretanto, o barramento H é um capacitor flutuante. No caso II com $\alpha = 1^\circ$, é possível garantir valores positivos e negativos de P_H e P_a quando $E_g \leq 1,248$ pu e, portanto, o sistema pode compensar 0,248 pu de sobretensão na rede elétrica. Isso pode ser observado na Figura 4.6, quando mesmo utilizando a técnica PWM para minimizar P_H , a potência P_H é positiva para $E_g > 1,248$ pu. Quando $\alpha = 60^\circ$, é ainda mais difícil garantir P_H negativo e 6LH pode compensar apenas 0,184 pu de sobretensão na rede elétrica (quando $E_g > 1,184$ pu, mesmo utilizando a PWM para minimizar P_H , a potência P_H é positiva). Entretanto, a tensão restante (0,149 pu) pode ser usada para compensar harmônicos na tensão da rede elétrica. Isso mostra a importância da análise dos valores mínimos e máximos de P_H e P_a para verificar as regiões de operação do conversor 6LH em termos de M_{swell} e M_{harm} . Essas simulações foram feitas para diversas combinações de tensões nos barramentos CC, levando a obtenção dos limites de operação da topologia que serão apresentados na próxima seção.

4.5 Especificações das tensões nos barramentos CC

Dado que V_g é o valor nominal da amplitude de v_g , V_l é a amplitude de v_l e o ângulo entre v_g e v_l é α , os valores mínimos das tensões nos barramentos CC da configuração 6LH são obtidos a partir das Equações (4.4)-(4.6).

Como explicado no Capítulo 3, as tensões nos barramentos CC da topologia 6L precisam ser aumentadas para que essa configuração possa lidar com harmônicos e sobretensões na tensão fundamental da rede elétrica quando operando com $V_g = V_l = 1$ pu.

Por outro lado, pode ser visto utilizando a Equação (4.5) que, para a topologia 6LH com $V_l = 1$ pu, $v_{C_a} + v_{C_b}$ deve ser pelo menos 1 pu para que a tensão na carga seja sintetizada corretamente. Nessa situação, a Equação (4.4) mostra que a ponte H permite que V_g seja maior que 1 pu sem aumentar $v_{C_a} + v_{C_b}$. Isso significa que a ponte H pode ser utilizada para lidar com harmônicos e sobretensões na tensão fundamental da rede elétrica.

A relação entre v_{C_a} e v_{C_b} determina o número máximo de níveis de tensão gerados em v_l durante a operação nominal da configuração (N_{lv_l}). $v_{C_b} = v_{C_a}$ e $v_{C_b} = 2v_{C_a}$ geram v_l com até cinco e sete níveis de tensão, respectivamente. Consequentemente, $v_{C_b} = v_{C_a}$ é mais interessante quando diminuir o estresse de tensão nas chaves é requerido, enquanto $v_{C_b} = 2v_{C_a}$ é mais interessante quando aumentar o número de níveis de tensão sem aumentar o número de componentes é desejado. O valor de v_{CH} combinado com os valores

das tensões nos outros barramentos CC determina o número máximo de níveis de tensão utilizados para sintetizar v_g durante a operação nominal da configuração (N_{lvl_g}).

De forma a verificar a influência do ângulo α na capacidade do sistema de compensar harmônicos e sobretensões na tensão da rede elétrica, a Tabela 4.1 mostra os limites de compensação do conversor proposto considerando α igual a 1° e 60° . Pode ser observado que dependendo do valor de α , os limites de compensação das sobretensões na rede elétrica se modificam. Também é importante destacar que, se uma porção de M_{swell} não for utilizada para compensar sobretensões, essa tensão pode ser adicionada a M_{harm} e ser utilizada para compensar harmônicos na tensão da rede elétrica. A Tabela 4.1 também mostra para os possíveis valores de α e o máximo número de níveis gerados em v_g e v_l durante a operação nominal e com sobretensão. O máximo número de níveis gerados em v_g e v_l durante uma sobretensão é representado por $N_{lvl_{g_o}}$ e $N_{lvl_{l_o}}$, respectivamente.

Tabela 4.1 – Características de operação da configuração 6LH de acordo com a combinação de tensão nos barramentos CC*

	Limites de compensação				Operação nominal			Operação com sobretensão		
	$\alpha = 1^\circ$		$\alpha = 60^\circ$		N_{lvl_g}	N_{lvl_l}	$ \alpha $	$N_{lvl_{g_o}}$	$N_{lvl_{l_o}}$	$ \alpha $
	M_{swell} (pu)	M_{harm} (pu)	M_{swell} (pu)	M_{harm} (pu)						
$v_{C_b} = v_{C_a} = v_{C_H}$	0,257	0,243	0,207	0,293	5	5	$ \alpha \leq 97,2^\circ$	7	5	$ \alpha \leq 70,6^\circ$
$v_{C_b} = v_{C_a} = 2v_{C_H}$	0,225	0,025	0,166	0,084	9	5	$ \alpha \leq 77,4^\circ$	11	5	$ \alpha \leq 66,5^\circ$
$v_{C_b} = v_{C_a} = 3v_{C_H}$	0,167	0,000	0,142	0,025	13	5	$ \alpha \leq 71,4^\circ$	15	5	$ \alpha \leq 64,9^\circ$
$v_{C_b} = 2v_{C_a} = 2v_{C_H}$	0,248	0,085	0,184	0,149	7	7	$ \alpha \leq 83,6^\circ$	9	7	$ \alpha \leq 67,9^\circ$
$v_{C_b} = 2v_{C_a} = 4v_{C_H}$	0,167	0,000	0,142	0,025	13	7	$ \alpha \leq 71,4^\circ$	15	7	$ \alpha \leq 64,9^\circ$
$v_{C_b} = 2v_{C_a} = 6v_{C_H}$	0,111	0,000	0,111	0,000	19	7	$ \alpha \leq 67,3^\circ$	21	7	$ \alpha \leq 63,3^\circ$

* $v_{C_a} + v_{C_b} = 1$ pu

Como pode ser observado nas Figuras 4.5 e 4.6, a topologia 6LH não apresentou restrições para o controle das tensões nos barramentos CC durante afundamentos de tensão na rede elétrica no intervalo de E_g considerado. Desta forma, a topologia pode lidar com afundamentos desde que as restrições de α dadas pela Equação (4.6) sejam obedecidas.

Valores baixos de v_{C_H} são utilizados para aumentar o número de níveis de tensão que podem sintetizar v_g , enquanto valores altos de v_{C_H} são utilizados para aumentar a máxima compensação de sobretensões na rede elétrica. A decisão de qual combinação de tensão nos barramentos CC utilizar depende das características mais importantes para dada aplicação. Neste capítulo, duas combinações de tensão nos barramentos CC são investigadas: $v_{C_b} = 2v_{C_a} = 4v_{C_H}$ (caso I) e $v_{C_b} = 2v_{C_a} = 2v_{C_H}$ (caso II). No primeiro caso, as tensões nos barramentos CC contribuem para gerar v_g com alto número de níveis de tensão e reduzir sua distorção harmônica, porém esse caso possui baixa capacidade de compensar sobretensões. No segundo caso, a tensão v_g é gerada com menos níveis de tensão, porém o sistema consegue compensar maiores níveis de sobretensão que no caso I.

É interessante mencionar o caso simétrico da configuração proposta ($v_{C_b} = v_{C_a} = v_{C_H}$). Nesse caso, um número menor de níveis de tensão é gerado, mas mais de 25% de sobretensão na rede elétrica pode ser compensado (isso representa 50% da tensão na ponte

H). Para aplicações nas quais reduzir o estresse dos componentes é desejado, a operação simétrica do conversor se torna mais interessante.

4.6 Técnicas de regulação das tensões nos barramentos CC

Técnicas para balancear as tensões nos barramentos a e H são incluídas nesta seção. Dado que um controlador PI pode ser usado para controlar $v_{C_a} + v_{C_b}$, uma técnica de balanceamento para a tensão no barramento b não precisa ser desenvolvida.

4.6.1 Regulação de v_{C_H}

A seção 4.4 mostra as equações da potência instantânea em cada barramento CC. A Equação (4.16) mostra que p_H (e, conseqüentemente, v_{C_H}) depende de v_{gH} . v_{C_H} pode ser aumentado se v_{gH} for maximizado/minimizado quando i_g for positivo/negativo. Por outro lado, v_{C_H} pode ser diminuído se v_{gH} for minimizado/maximizado quando i_g for positivo/negativo.

Quando a PWM híbrida é utilizada, v_{C_H} é controlado utilizando μ'_{x_1} ($0 \leq \mu'_{x_1} \leq 1$). Aumentar/diminuir μ'_{x_1} contribui para aumentar/diminuir v_{C_H} . Essa variável define μ_{x_1} usando a direção de i_g . Se $i_g \geq 0$, $\mu_{x_1} = \mu'_{x_1}$. Se $i_g < 0$, $\mu_{x_1} = 1 - \mu'_{x_1}$.

No caso da PWM vetorial, vetores de tensão equivalentes podem ter efeitos diferentes nas tensões nos barramentos CC dependendo de qual redundância de vetores de tensão (ou combinação de chaves) está sendo utilizada. $n_H = 0$ ou 3 significa que $v_{gH} = 0$, enquanto $n_H = 1$ e $n_H = 2$ significam que $v_{gH} = -v_{C_H}$ e $v_{gH} = v_{C_H}$, respectivamente.

Como mostrado nas figuras dos planos vetoriais, um mesmo vetor de tensão pode ser gerado com diferentes n_H (isto é, valores diferentes de v_{gH}). A tensão no barramento H pode ser regulada utilizando essas redundâncias. Quando v_{C_H} precisa aumentar, vetores de tensão com n_H iguais a $2 / 1$ (se disponíveis) são selecionados quando i_g é positivo/negativo. Quando v_{C_H} precisa diminuir, vetores de tensão com n_H iguais a $1 / 2$ (se disponíveis) são selecionados quando i_g é positivo/negativo.

4.6.2 Regulação de v_{C_a}

As tensões de polo (e, conseqüentemente, as redundâncias dos vetores de tensão) impactam nas potências instantâneas dos barramentos a e b . Isso pode ser visto facilmente observando a equação do valor instantâneo da corrente no barramento a (i_{C_a}) que pode

ser expressa por:

$$i_{C_a} = i_{C_{a,g}} + i_{C_{a,l}} \quad (4.19)$$

onde $i_{C_{a,g}} = i_g(q_{g_a} - q_{h_a})$ e $i_{C_{a,l}} = i_l(q_{h_a} - q_{l_a})$.

Como pode ser observado na Figura 4.3, o vetor $5E + j4E$ pode ser gerado por \mathbf{v}_{012} , \mathbf{v}_{411} ou \mathbf{v}_{712} . A partir da Equação (4.19), a informação seguinte é obtida: quando \mathbf{v}_{411} é aplicado, $i_{C_a} = i_g$; quando \mathbf{v}_{012} ou \mathbf{v}_{712} são aplicados, $i_{C_a} = 0$. Isso mostra que redundâncias dos vetores de tensão podem ter efeitos diferentes na corrente no barramento CC e, conseqüentemente, em sua tensão.

Quando v_{C_a} está dentro da banda de tolerância, as redundâncias que reduzem a frequência de chaveamento do conversor são selecionadas. Do contrário, as redundâncias que geram $i_{C_{a,g}}$ ou $i_{C_{a,l}}$ positivo/negativo (veja a Equação (4.19)) são selecionadas para aumentar/diminuir v_{C_a} . Portanto, a polaridade da corrente i_g ou i_l precisa ser conhecida para que a técnica de regulação seja implementada. Quando duas ou mais redundâncias geram o valor de i_{C_a} desejado, a que reduz a frequência de chaveamento do conversor é escolhida.

A regulação da tensão no barramento a é feita de modo similar ao descrito no Capítulo 3. Durante algumas condições da rede elétrica e da carga, o uso de redundâncias pode não ser suficiente para regular as tensões nos barramentos CC. Nesse caso, a regulação pode ser implementada usando vetores de tensão mais distantes.

4.7 Sistema de controle

O sistema de controle da topologia 6LH é semelhante ao apresentado no Capítulo 3 para as topologias 6LT. Os diagramas de potência e de controle do sistema proposto são apresentados na Figura 4.7.

A regulação de v_{C_H} é feita aplicando uma das técnicas detalhadas na seção 4.6.1. Quando a PWM híbrida é utilizada, v_{C_H} é regulado por meio de um controlador PI, R_{C_H} , que define μ'_{x_1} . μ_{x_1} é calculado usando μ'_{x_1} e a direção de i_g (se $i_g \geq 0$, $\mu_{x_1} = \mu'_{x_1}$, do contrário, $\mu_{x_1} = 1 - \mu'_{x_1}$). No caso da PWM vetorial, é utilizada uma histerese para selecionar as redundâncias dos vetores de tensão para aumentar ou diminuir v_{C_H} . Isso é representado na Figura 4.7 pelo bloco com o símbolo de histerese que recebe o erro de v_{C_H} e define PWM_{C_H} . Quando a tensão está dentro da banda de histerese, PWM_{C_H} é 0, significando que nenhuma ação de controle é necessária para regular v_{C_H} . Do contrário, PWM_{C_H} é 1 / 2 significando que v_{C_H} precisa aumentar/diminuir. O valor de PWM_{C_H} é utilizado pelo bloco *Estratégia PWM* para selecionar as redundâncias utilizadas na geração das tensões.

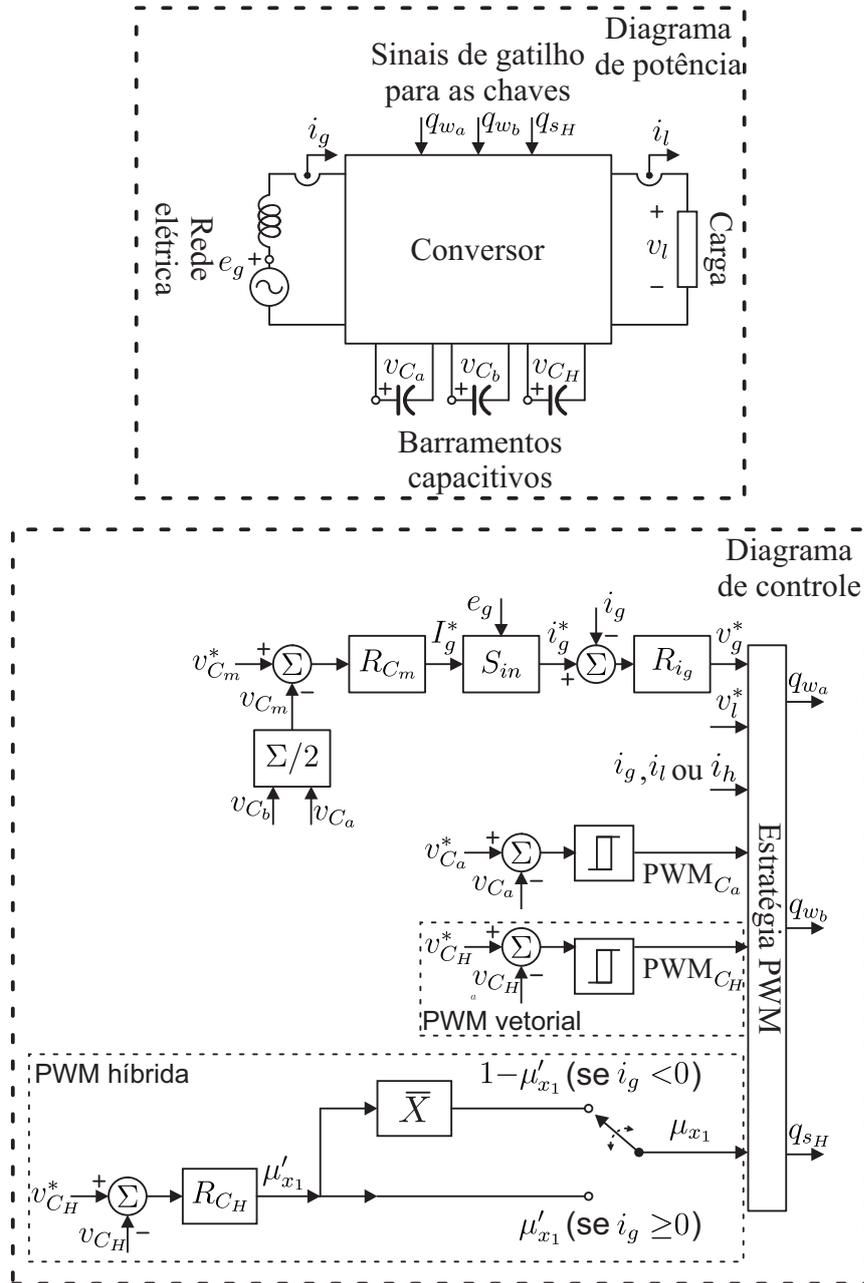


Figura 4.7 – Diagramas de potência e de controle da configuração 6LH.

A regulação de v_{C_a} usa a técnica apresentada na seção 4.6.2. Uma banda de histerese é utilizada para selecionar as redundâncias dos vetores de tensão para aumentar ou diminuir v_{C_a} . Isso é representado na Figura 4.7 pelo bloco com o símbolo de histerese que recebe o erro de v_{C_a} e define PWM_{C_a} . Quando a tensão está dentro da banda de histerese, PWM_{C_a} é 0 (i.e., nenhuma ação de controle é necessária para regular v_{C_a}). Do contrário, PWM_{C_a} é 1 / 2 significando que v_{C_a} precisa aumentar/diminuir. O valor de PWM_{C_a} informa ao bloco *Estratégia PWM* se as redundâncias devem ser selecionadas para corrigir v_{C_a} .

O bloco *Estratégia PWM* recebe o valor instantâneo de i_g , i_l ou i_h . A polaridade dessas correntes é utilizada para encontrar as redundâncias que corrigem as tensões nos barramentos CC (se uma correção for necessária).

4.8 Comparação das configurações

Nesta seção, uma análise comparativa das topologias 6L e 6LH em termos das distorções harmônicas das tensões e das perdas nos semicondutores é apresentada. As configurações foram analisadas em malha aberta e os parâmetros utilizados estão resumidos na Tabela 4.2. Dois casos foram investigados: máxima sobretensão de 16% (caso I) e máxima sobretensão de 33% (caso II). A topologia 6LH opera com $v_{C_b} = 2v_{C_a} = 4v_{C_H}$ e $v_{C_b} = 2v_{C_a} = 2v_{C_H}$ nos casos I e II, respectivamente. Para a topologia 6L, a combinação de tensão nos barramentos CC $v_{C_b} = 2v_{C_a}$ foi utilizada.

Os resultados apresentados correspondem às configurações operando durante suas condições nominais de operação (isto é, sem sobretensões e sem harmônicos na tensão da rede elétrica). As tensões nos barramentos CC foram escolhidas para garantir a operação com sobretensões na tensão da rede elétrica. Com isso, a tensão $v_{C_a} + v_{C_b}$ do conversor 6L é maior que aquela do conversor 6LH (16% maior no caso I e 33% maior no caso II). Como mostrado na Tabela 4.1, a configuração 6LH pode operar com essas sobretensões na tensão da rede elétrica sem precisar aumentar as tensões nos seus barramentos CC.

A topologia 6L foi simulada usando a PWM vetorial proposta em [45], enquanto o conversor 6LH foi simulado usando tanto a PWM híbrida quanto a vetorial. Os vetores de tensão foram aplicados sempre simetricamente em relação a metade do período de amostragem. Para a configuração 6LH, os estados das chaves q_{1H} e q_{2H} foram escolhidos para que a potência processada pela ponte H fosse aproximadamente zero. Com esse objetivo, a PWM híbrida usa $\mu'_{x_1} = 0,3892$ no caso I e $\mu'_{x_1} = 0,3273$ no caso II.

Para as configurações 6L e 6LH também é necessário regular a tensão no barramento a . As técnicas PWM são utilizadas para diminuir e aumentar v_{C_a} , controlando essa tensão adequadamente. As redundâncias dos vetores de tensão que aumentam e diminuem v_{C_a} são utilizadas na comparação das configurações. Para o conversor 6L, a PWM vetorial

Tabela 4.2 – Parâmetros utilizados na comparação das configurações 6L e 6LH

Parâmetro		Valor
Tensão da rede elétrica	E_g	380 V(rms)
Tensão de referência na carga	V_l^*	380 V(rms)
Ângulo entre v_g e v_l	α	1°
Tensões nos barramentos CC	v_{C_a}/v_{C_b}	207, 80/415, 59 V (6L)
(caso I, máxima sobretensão de 16%)	$v_{C_a}/v_{C_b}/v_{C_H}$	179, 13/358, 27/89, 57 V (6LH)
Tensões nos barramentos CC	v_{C_a}/v_{C_b}	238, 25/476, 50 V (6L)
(caso II, máxima sobretensão de 33%)	$v_{C_a}/v_{C_b}/v_{C_H}$	179, 13/358, 27/179, 13 V (6LH)
Frequência de amostragem	f_s	10, 02 kHz
Frequências da rede elétrica e na carga	f_g/f_l	60/60 Hz
Potência de saída na carga	P_l	420 W
Fator de potência da carga	$\cos \varphi$	0, 95
Indutância da rede elétrica	L_g	7 mH
Fator de potência visto pela rede elétrica	$\cos \phi$	1

com frequência mínima aumenta v_{C_a} nos casos I e II. Já para o conversor 6LH, quando as redundâncias que minimizam a frequência média do conversor são selecionadas, a PWM híbrida diminui v_{C_a} no caso I e aumenta v_{C_a} no caso II. Também para o conversor 6LH, a PWM vetorial com frequência mínima aumenta v_{C_a} nos casos I e II.

4.8.1 Distorção harmônica

As Tabelas 4.3 e 4.4 trazem a comparação de WTHD das configurações estudadas. Duas situações estão representadas nessas tabelas: 1) a PWM utilizada aumenta v_{C_a} (isso é representado pelo símbolo \uparrow); 2) a PWM utilizada diminui v_{C_a} (isso é representado pelo símbolo \downarrow). Como as duas situações são necessárias para regular a tensão no barramento a , os resultados de WTHD são apenas considerado bons quando são baixos tanto para carregar quanto para descarregar v_{C_a} .

As Figuras 4.8 e 4.9 mostram as tensões geradas pelas topologias 6L e 6LH e seus valores de referência para os casos I e II, respectivamente. Esses gráficos podem ser utilizados para entender os resultados da WTHD.

Para o caso I, o conversor 6LH sintetiza v_g com as menores distorções harmônicas. Isso acontece porque a tensão do lado da rede gerada por esse conversor possui o maior número de níveis de tensão. As topologias 6L e 6LH usando a PWM vetorial geram v_g com até sete e treze níveis, respectivamente. Comparando a configuração 6LH usando as técnicas PWM híbrida e vetorial, esta otimiza a utilização dos níveis de tensão e, conseqüentemente, possui os melhores resultados em termos de WTHD de v_g . Quando usando a PWM híbrida, v_g tem catorze níveis, mas níveis não consecutivos são empregados e isso aumenta a WTHD dessa tensão. Para o caso II, a configuração 6LH apresenta melhores resultados de WTHD ao usar a técnica PWM vetorial. Quando a PWM híbrida

Tabela 4.3 – WTHD das tensões (%) geradas pelas configurações 6L e 6LH no caso I

Conversor	Técnica de modulação	Efeito* em v_{C_a}	WTHD (%)		
			v_g	v_l	Médio
6L	Vetorial	↑	0,118	0,114	0,116
		↓	0,118	0,111	0,115
6LH	Vetorial	↑	0,045	0,082	0,064
		↓	0,063	0,081	0,072
	Híbrida	↑	0,101	0,069	0,085
		↓	0,107	0,076	0,092

* ↑: aumento/↓: diminuição.

Tabela 4.4 – WTHD das tensões (%) geradas pelas configurações 6L e 6LH no caso II

Conversor	Técnica de modulação	Efeito* em v_{C_a}	WTHD (%)		
			v_g	v_l	Médio
6L	Vetorial	↑	0,117	0,114	0,116
		↓	0,117	0,111	0,114
6LH	Vetorial	↑	0,075	0,080	0,078
		↓	0,094	0,079	0,087
	Híbrida	↑	0,147	0,077	0,112
		↓	0,146	0,075	0,111

* ↑: aumento/↓: diminuição.

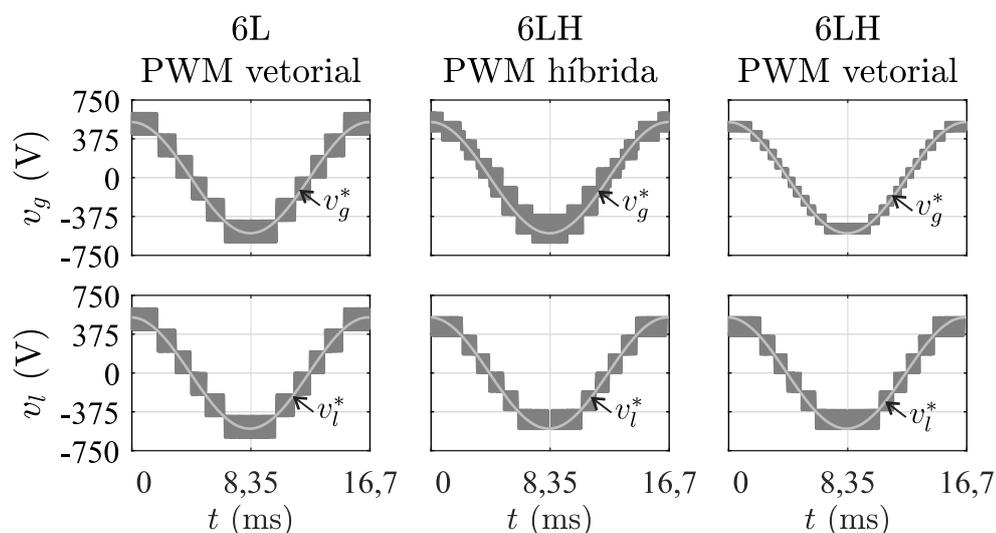


Figura 4.8 – Tensões geradas pelas configurações 6L e 6LH e seus valores de referência para o caso I.

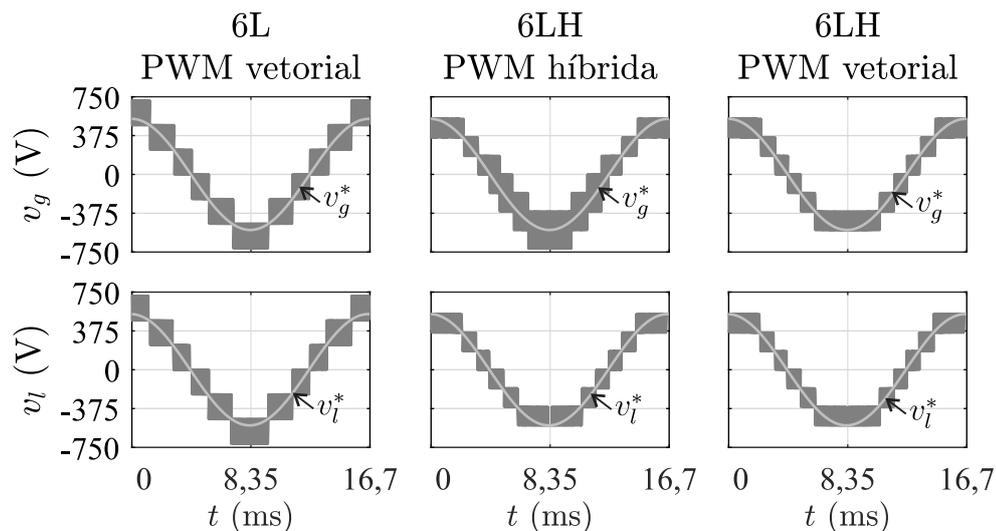


Figura 4.9 – Tensões geradas pelas configurações 6L e 6LH e seus valores de referência para o caso II.

é aplicada, o uso dos níveis de tensão não é otimizado e a topologia 6LH sintetiza v_g com distorção harmônica maior.

Considerando a geração de v_l , embora ambos os conversores sintetizem sete níveis, o conversor 6LH possui melhores resultados de WTHD, pois opera com maior índice de modulação da tensão na carga e menor dv/dt comparado à configuração 6L. Comparando o conversor 6LH com as técnicas PWM híbrida e vetorial, a técnica híbrida possui os melhores resultados em termos das distorções harmônicas de v_l . Isso acontece porque os braços h_a e l_a operam com maior frequência de chaveamento quando a PWM híbrida é utilizada.

4.8.2 Perdas nos semicondutores e frequências de chaveamento

A análise das perdas nos semicondutores das configurações investigadas foi obtida usando o módulo térmico do software PSIM e os dispositivos semicondutores utilizados na análise foram SKM50GB063D fabricados pela SEMIKRON. A estimativa das perdas foi feita para os dois casos analisados neste capítulo e considerando as configurações operando com o mesmo valor de WTHD média. Para igualar a WTHD das topologias, a frequência de amostragem do conversor 6LH foi reduzida até que ele gerasse o mesmo valor de WTHD média que o conversor 6L com $f_s = 10,02$ kHz (isto é, 0,116%).

As Tabelas 4.5 e 4.6 mostram as perdas por condução, chaveamento e totais (P_{cd} , P_{sw} e P_{to} , respectivamente) nos semicondutores obtidas nos casos I e II, respectivamente. Para ambos os casos, a configuração 6LH possui maiores perdas por condução, pois esse conversor possui mais chaves que o 6L. Por outro lado, a topologia proposta possui as menores perdas por chaveamento, pois gera mais níveis de tensão e seus barramentos CC

possuem menores tensões que os do conversor 6L. Essas características podem ser vistas de forma mais aparente no caso I. Considerando as técnicas de modulação aplicadas ao conversor 6LH, a PWM vetorial possui as menores perdas por chaveamento por conta da utilização ótima dos níveis de tensão. Conseqüentemente, a configuração 6LH com a PWM vetorial possui as menores perdas totais nos semicondutores no ponto de operação considerado.

Tabela 4.5 – Perdas nos semicondutores das configurações 6L e 6LH com WTHD média igual a 0,116%, normalizadas em relação a P_l , e respectivo valor de f_s no caso I

Conversor	Técnica de modulação	Efeito em v_{C_a}	Perdas (%)			f_s (kHz)
			P_{sw}	P_{cd}	P_t	
6L	Vetorial	↑	0,87	0,64	1,51	10,02
		↓	1,35	0,64	1,98	9,90
6LH	Vetorial	↑	0,50	0,93	1,43	5,52
		↓	0,72	0,92	1,64	6,24
	Híbrida	↑	0,80	0,93	1,73	7,38
		↓	0,79	0,92	1,71	7,88

Tabela 4.6 – Perdas nos semicondutores das configurações 6L e 6LH com WTHD média igual a 0,116%, normalizadas em relação a P_l , e respectivo valor de f_s no caso II

Conversor	Técnica de modulação	Efeito em v_{C_a}	Perdas (%)			f_s (kHz)
			P_{sw}	P_{cd}	P_t	
6L	Vetorial	↑	0,99	0,64	1,63	10,02
		↓	1,62	0,64	2,25	9,84
6LH	Vetorial	↑	0,75	0,93	1,67	6,75
		↓	0,96	0,92	1,88	7,50
	Híbrida	↑	1,17	0,93	2,10	9,73
		↓	1,49	0,92	2,40	9,67

É importante mencionar que a topologia proposta neste capítulo do trabalho é mais interessante para aplicações com altas tensões e baixas correntes. Quando a tensão é baixa e a corrente é alta, o aumento nas perdas por condução gerado pela adição da ponte H pode ser maior que a redução nas perdas por chaveamento gerada pelo menor estresse de tensão nas chaves.

As Tabelas 4.7 e 4.8 mostram as frequências médias de cada conversor das configurações 6L e 6LH operando com a mesma WTHD média. f_a , f_b e f_H são as frequências médias dos conversores cujos barramentos são a , b e H , respectivamente. Os vetores de tensão foram escolhidos para garantir que $f_b < f_a$. Isso reduz as perdas por chaveamento, dado que $v_{C_b} = 2v_{C_a}$. No caso da topologia 6LH, como f_a é maior quando a PWM híbrida é aplicada, a WTHD de v_l é menor quando essa técnica é utilizada. Por outro lado, a PWM

vetorial gera menores frequências de chaveamento que a PWM híbrida e isso garante que essa técnica gere menores perdas por chaveamento.

Tabela 4.7 – Frequências médias de chaveamento dos semicondutores das configurações 6L e 6LH (kHz) com WTHD média igual a 0,116% no caso I

Conversor	Técnica de modulação	Efeito em v_{C_a}	Frequência (kHz)		
			f_a	f_b	f_H
6L	Vetorial	↑	6,97	0,14	–
		↓	7,54	1,81	–
6LH	Vetorial	↑	3,45	0,22	2,79
		↓	4,05	0,90	3,15
	Híbrida	↑	5,02	0,76	3,78
		↓	5,65	0,25	4,03

Tabela 4.8 – Frequências médias de chaveamento dos semicondutores das configurações 6L e 6LH (kHz) com WTHD média igual a 0,116% no caso II

Conversor	Técnica de modulação	Efeito em v_{C_a}	Frequência (kHz)		
			f_a	f_b	f_H
6L	Vetorial	↑	6,97	0,11	–
		↓	7,54	2,10	–
6LH	Vetorial	↑	4,23	0,31	3,41
		↓	4,59	1,05	3,78
	Híbrida	↑	6,88	0,51	4,96
		↓	6,67	2,13	4,93

4.8.3 Comparação das configurações 4L, 6L, 6LT e 6LH

Nesta parte do trabalho, é realizada a comparação dos conversores 4L, 6L, 6LT e 6LH em termos das perdas nos semicondutores e frequências médias nas chaves. Durante as comparações, as WTHDs das topologias são iguais a 0,116%. Os parâmetros utilizados são mostrados na Tabela 4.9. Com esses parâmetros, as topologias 6L e 6LH suportam sobretensões de até 33%, enquanto as topologias 4L e 6LT podem suportar sobretensões de até 50% na rede elétrica. Nessas condições, o transformador da topologia 4L praticamente não está processando potência, enquanto o transformador da topologia 6LT está processando aproximadamente 50% da potência do sistema.

As Tabelas 4.10 e 4.11 mostram as perdas e frequências médias de chaveamento dos semicondutores das configurações 4L, 6L, 6LT e 6LH operando nas mesmas condições. A topologia 4L tem as menores perdas por condução, uma vez que tem o menor número de chaves. A topologia com o segundo melhor resultado em termos de perdas por condução é a 6LT. Isso acontece porque, comparada à topologia 6LH, ela possui menos semicondutores e, comparada à topologia 6L, seus braços processam menos potência (parte da potência

Tabela 4.9 – Parâmetros utilizados na comparação das configurações 4L, 6L, 6LT e 6LH

Parâmetro		Valor
Tensão da rede elétrica	E_g	380 V(rms)
Tensão de referência na carga	V_l^*	380 V(rms)
Ângulo entre v_g e v_l	α	1°
Tensões nos barramentos CC	v_C	537,40 V (4L)
	v_{C_a}/v_{C_b}	238,25/476,50 V (6L)
	$v_{C_a}/v_{C_b}/v_{C_H}$	179,13/358,27/179,13 V (6LH)
	$v_{C_a}/v_{C_b}/v_{C_H}$	179,13/358,27 V (6LT)
Frequência de amostragem	f_s	10,02 kHz
Frequências da rede elétrica e na carga	f_g/f_l	60/60 Hz
Potência de saída na carga	P_l	420 W
Fator de potência da carga	$\cos \varphi$	0,95
Indutância da rede elétrica	L_g	7 mH
Fator de potência visto pela rede elétrica	$\cos \phi$	1

na carga é processada apenas pelo transformador). Entretanto, é importante considerar que os transformadores das topologias 4L e 6LT também irão gerar perdas no sistema, podendo compensar as menores perdas por condução.

Considerando as perdas por chaveamento, a topologia 4L tem o pior resultado, uma vez que suas chaves possuem os maiores estresses de tensão. A topologia 6LH tem as menores perdas por chaveamento, pois as chaves conectadas ao conversor b (barramento CC de maior tensão) possuem baixa frequência de chaveamento, como pode ser observado na Tabela 4.11. A topologia 6LT tem as menores perdas totais nos semicondutores, porém o transformador utilizado também irá gerar perdas. Mesmo considerando as perdas no transformador, a topologia 6LT se mostra interessante, pois tem a estratégia de controle mais simples que o conversor 6LH (a topologia 6LH possui três barramentos CC, enquanto a 6LT possui dois).

4.9 Resultados de simulação e experimentais

Simulações e experimentos foram feitos nas mesmas condições de operação para verificar a validade das considerações teóricas realizadas sobre a topologia 6LH. Os parâmetros utilizados nos testes estão na Tabela 4.12. Como pode ser visto na tabela, os seguintes casos foram estudados: caso 1 (afundamento na tensão da rede elétrica), caso 2 (sobretensão na tensão da rede elétrica), caso 3 (tensão da rede elétrica com valor nominal) e caso 4 (tensão da rede elétrica com harmônicos de 3^a, 5^a e 7^a ordem).

Tabela 4.10 – Perdas nos semicondutores das configurações 4L, 6L, 6LT e 6LH com WTHD média igual a 0,116%, normalizadas em relação a P_t , e respectivo valor de f_s

Conversor	Técnica de modulação	Efeito em v_{C_a}	Perdas (%)			f_s (kHz)
			P_{sw}	P_{cd}	P_t	
4L	Vetorial	–	3,92	0,16	4,07	13,50
6L	Vetorial	↑	0,99	0,64	1,63	10,02
		↓	1,62	0,64	2,25	9,84
6LH	Vetorial	↑	0,75	0,93	1,67	6,75
		↓	0,96	0,92	1,88	7,50
	Híbrida	↑	1,17	0,93	2,10	9,73
		↓	1,49	0,92	2,40	9,67
6LT	Vetorial	↑	0,94	0,56	1,50	6,96
		↓	1,15	0,55	1,71	7,14
	Híbrida	↑	1,20	0,57	1,77	8,34
		↓	1,14	0,54	1,68	7,32

Tabela 4.11 – Frequências médias de chaveamento dos semicondutores das configurações 4L, 6L, 6LT e 6LH (kHz) com WTHD média igual a 0,116%

Conversor	Técnica de modulação	Efeito em v_{C_a}	Frequência (kHz)			
			f_x	f_y	f_h	f_z
4L	Vetorial	–	13,38	13,10	0,06	13,42
6L	Vetorial	↑	f_a	f_b		
		↓	6,97	0,11		
6LH	Vetorial	↑	f_a	f_b	f_H	
		↓	4,23	0,31	3,41	
	Híbrida	↑	4,59	1,05	3,78	
		↓	6,88	0,51	4,96	
6LT	Vetorial	↑	f_a	f_b		
		↓	6,67	2,13	4,93	
	Híbrida	↑	4,97	2,00		
		↓	5,03	3,03		
Híbrida	↑	5,74	2,90			
	↓	5,94	2,52			

Tabela 4.12 – Parâmetros usados nas simulações e nos experimentos da configuração 6LH

Parâmetro		Valor
Tensão da rede elétrica	E_g	80 V(rms) (caso 1)
		125 V(rms) (caso 2)
		110 V(rms) (caso 3)
		110 V(rms) + harmônicos (caso 4)
Tensão de referência na carga	V_l^*	110 V(rms)
Tensões nos barramentos CC	$v_{C_a}/v_{C_b}/v_{C_H}$	55/110/27,5 V
Banda de histerese de tensão	2% of v_{C_a}	1,1 V
Capacitância dos barramentos CC	$C_a/C_b/C_H$	2200 μ F
Frequências da rede elétrica e na carga	f_g/f_l	60/60 Hz
Frequência de amostragem	f_s	10 kHz
Resistência da carga	R_l	27,5 Ω
Indutância da carga	L_l	21 mH

4.9.1 Resultados de simulação

As Figuras 4.10, 4.11 e 4.12 mostram os resultados de simulação da topologia 6LH usando as PWMs híbrida e vetorial durante um afundamento, sobretensão e condição nominal de operação de tensão da rede elétrica, respectivamente. Como esperado, o conversor opera com o fator de potência visto pela rede elétrica unitário. As tensões nos barramentos CC são reguladas adequadamente e a tensão na carga possui sete níveis, o que é consistente com as análises teóricas. Como esperado, v_g utiliza melhor os níveis de tensão quando a PWM vetorial é utilizada e, conseqüentemente, i_g tem menor *ripple*. A carga é alimentada com tensão senoidal com amplitude e frequência constantes mesmo durante sobretensões e afundamentos na tensão da rede elétrica.

A Figura 4.13 mostra os resultados de simulação da topologia 6LH usando as PWMs híbrida e vetorial e mitigando harmônicos de baixa ordem na tensão da rede elétrica (3^a, 5^a e 7^a ordem). Apesar das perturbações na tensão da rede elétrica, pode ser observado que a corrente i_g é senoidal. Para obter esses resultados, um controlador de sequência dupla foi utilizado para cada harmônico em e_g [86].

De forma a observar a operação dinâmica do sistema, foram simulados transitórios na tensão da rede elétrica (afundamento e sobretensão) e um transitório de carga. As Figuras 4.14 e 4.15 mostram o desempenho do sistema durante um afundamento de 27,3% na amplitude de E_g (E_g passa do caso 3 para o caso 1). Como pode ser observado, o controle é capaz de regular as tensões nos barramentos CC.

As Figuras 4.16 e 4.17 mostram o desempenho do sistema durante sobretensão de 13,6% na amplitude de E_g (E_g passa do caso 3 para o caso 2). Como pode ser observado, o controle é capaz de regular as tensões nos barramentos CC.

Simulações da topologia durante uma variação de carga na qual a amplitude da

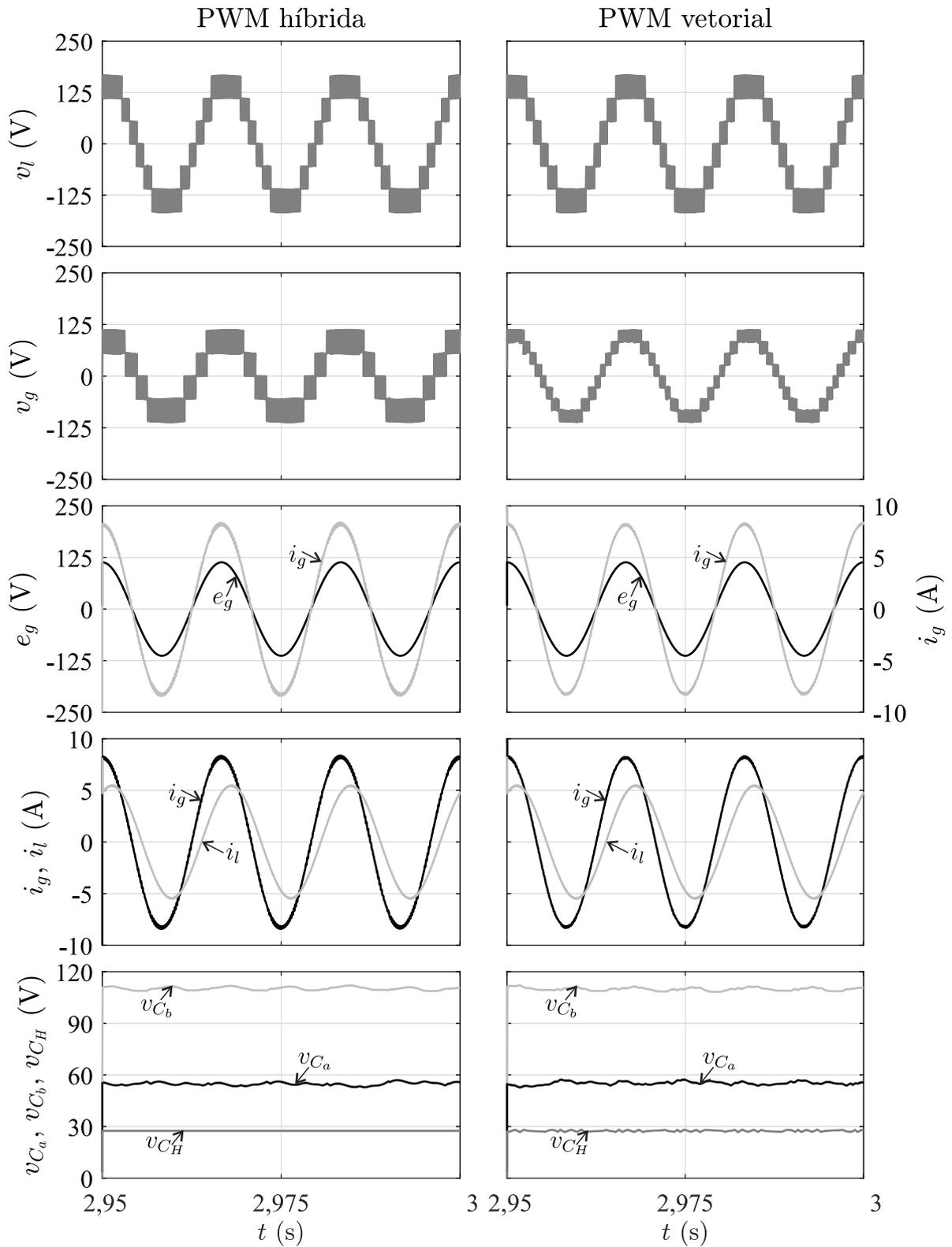


Figura 4.10 – Simulação do controle da configuração 6LH - caso 1 (afundamento na tensão da rede elétrica). A PWM híbrida está à esquerda e a PWM vetorial está à direita.

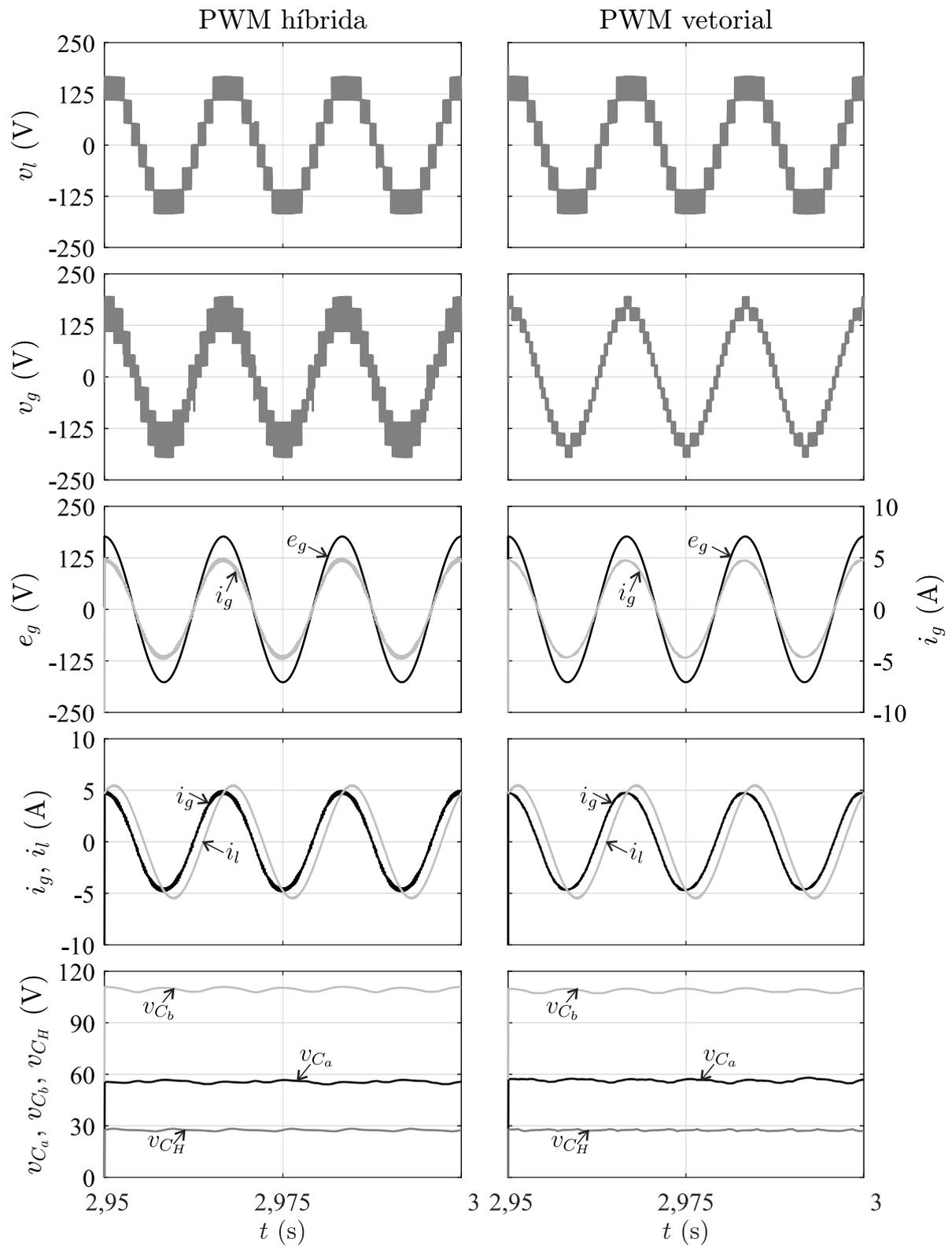


Figura 4.11 – Simulação do controle da configuração 6LH - caso 2 (sobretensão na tensão da rede elétrica). A PWM híbrida está à esquerda e a PWM vetorial está à direita.

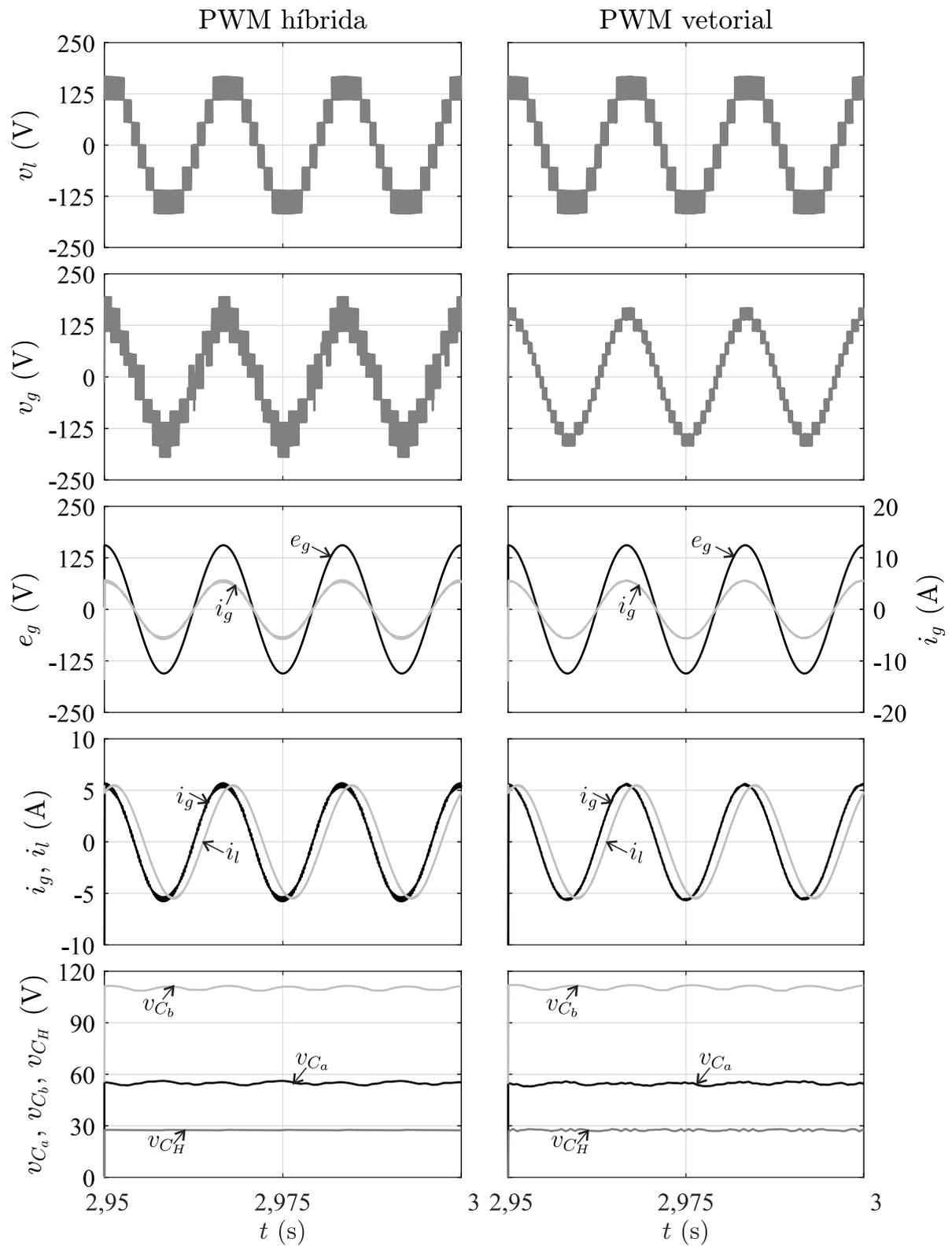


Figura 4.12 – Simulação do controle da configuração 6LH - caso 3 (tensão da rede elétrica com valor nominal). A PWM híbrida está à esquerda e a PWM vetorial está à direita.

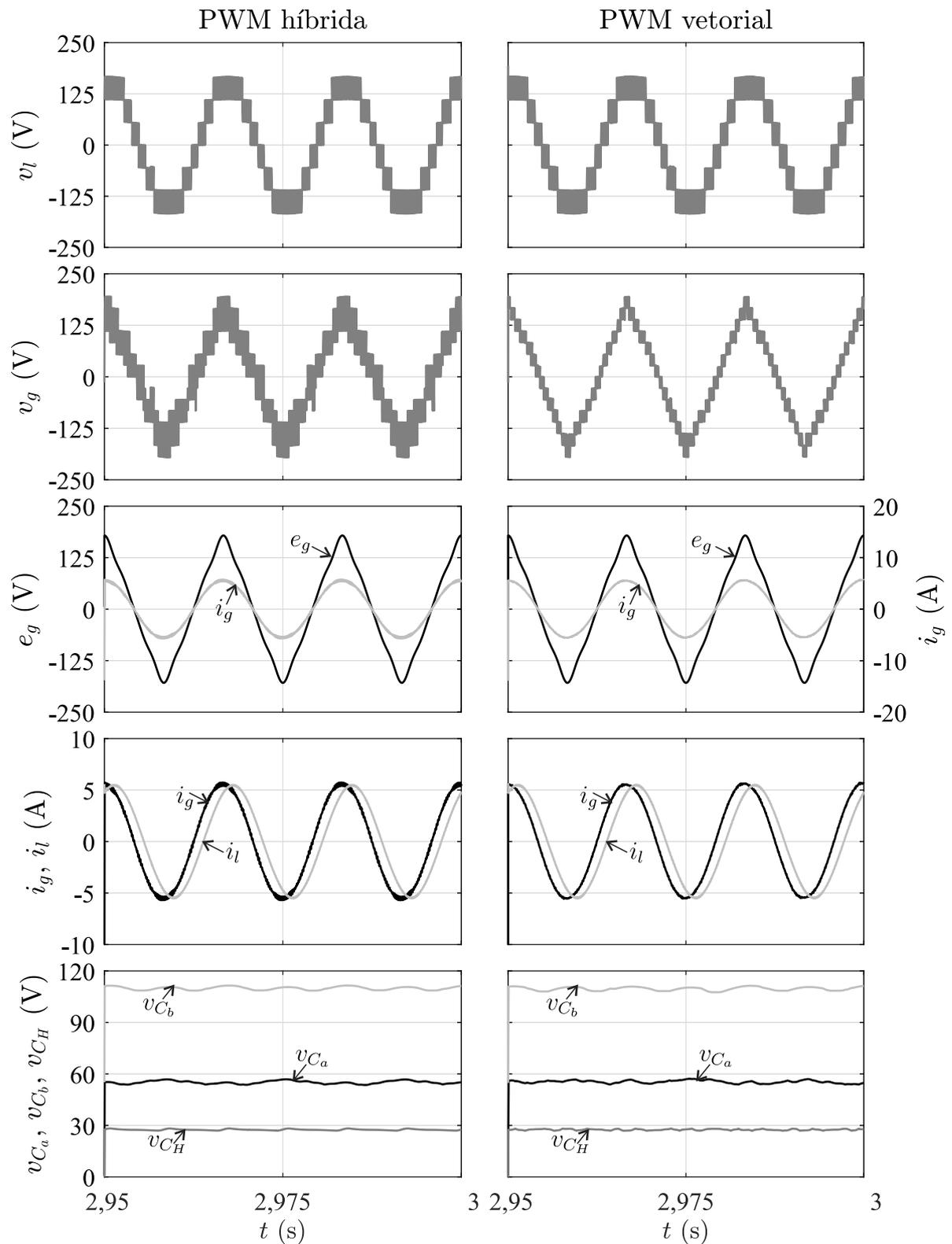


Figura 4.13 – Simulação do controle da configuração 6LH - caso 4 (tensão da rede elétrica com harmônicos de 3^a, 5^a e 7^a ordem). A PWM híbrida está à esquerda e a PWM vetorial está à direita.

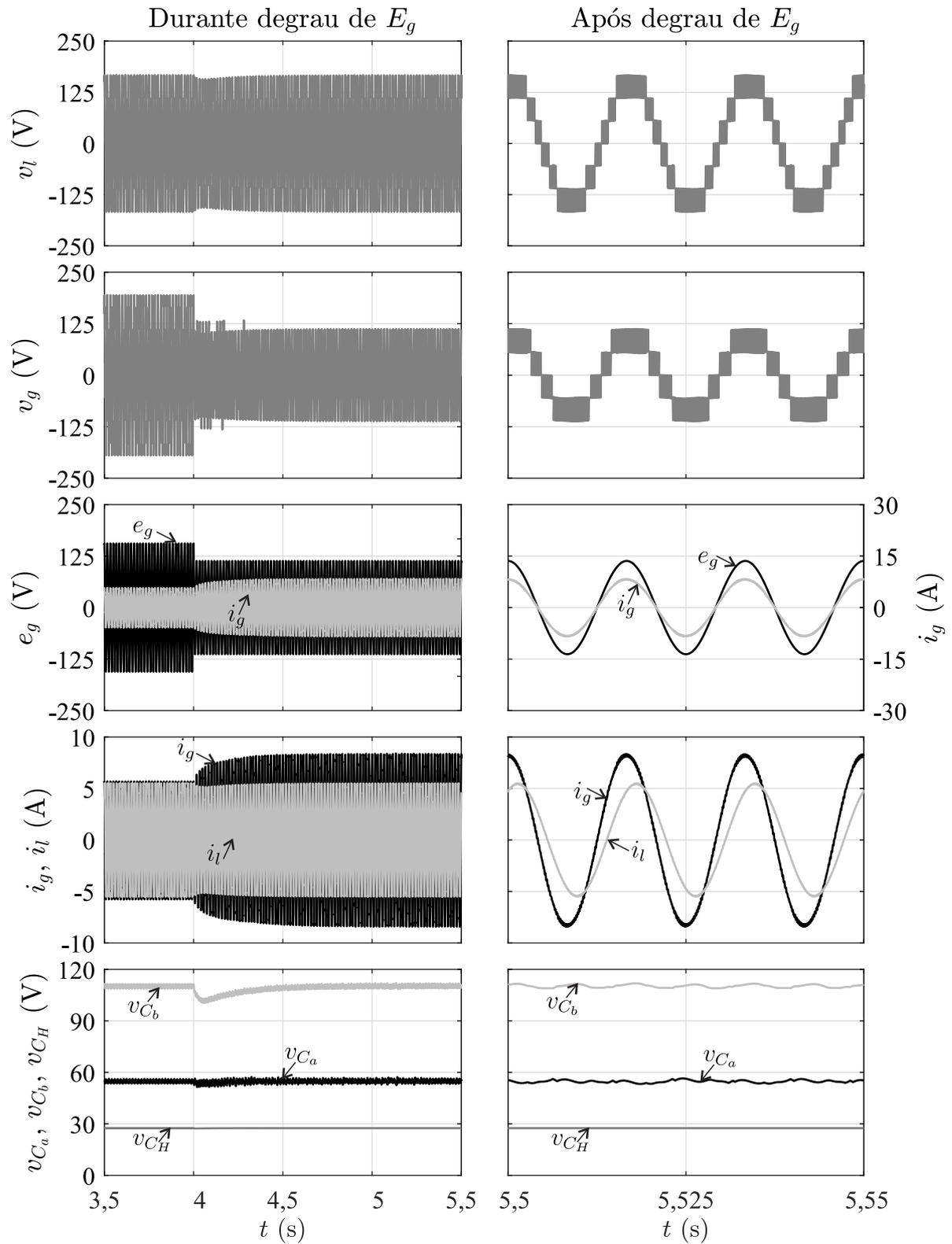


Figura 4.14 – Simulação do controle da configuração 6LH usando a PWM híbrida - afundamento de 27,3% na amplitude de E_g (E_g passa do caso 3 para o caso 1).

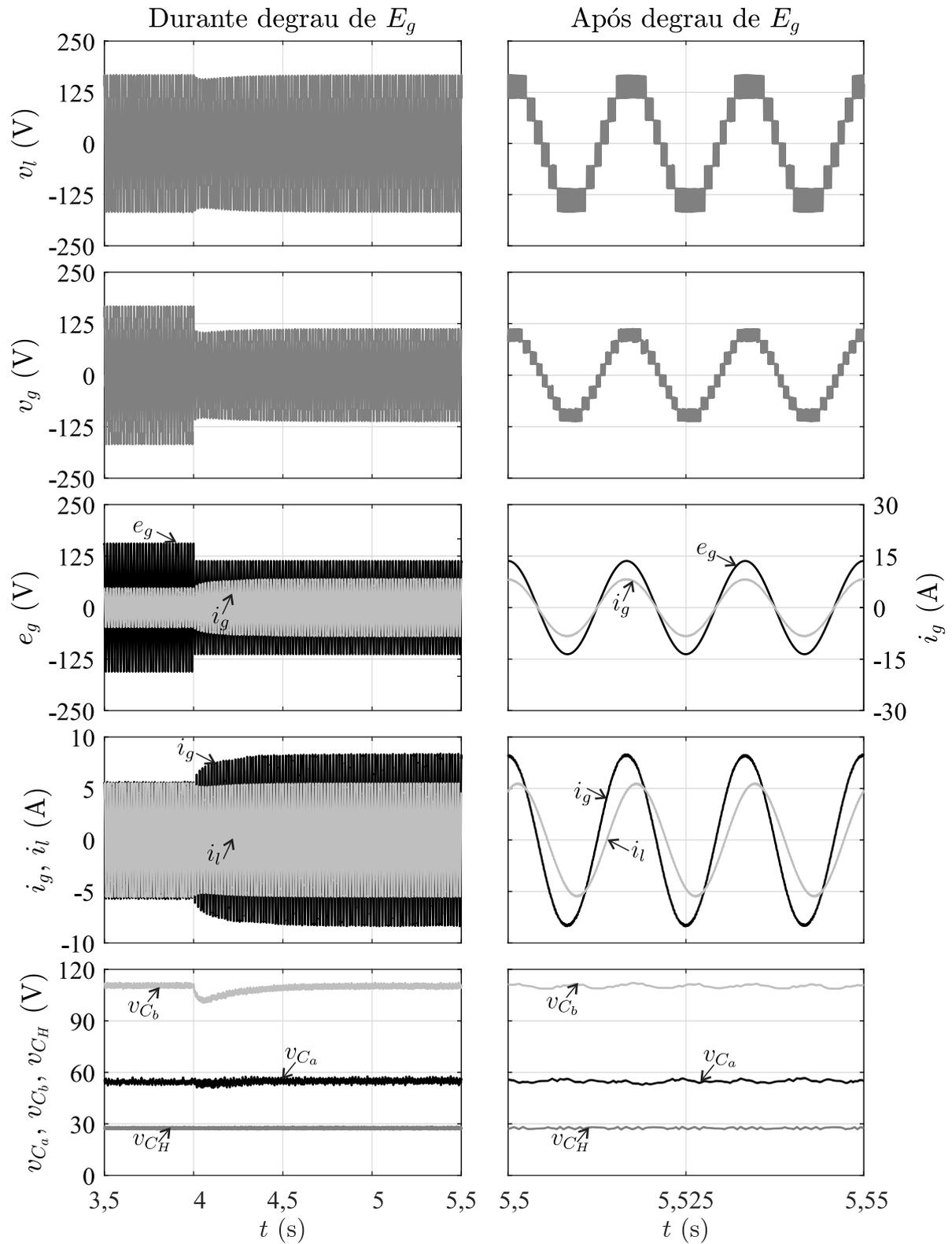


Figura 4.15 – Simulação do controle da configuração 6LH usando a PWM vetorial - afundamento de 27,3% na amplitude de E_g (E_g passa do caso 3 para o caso 1).

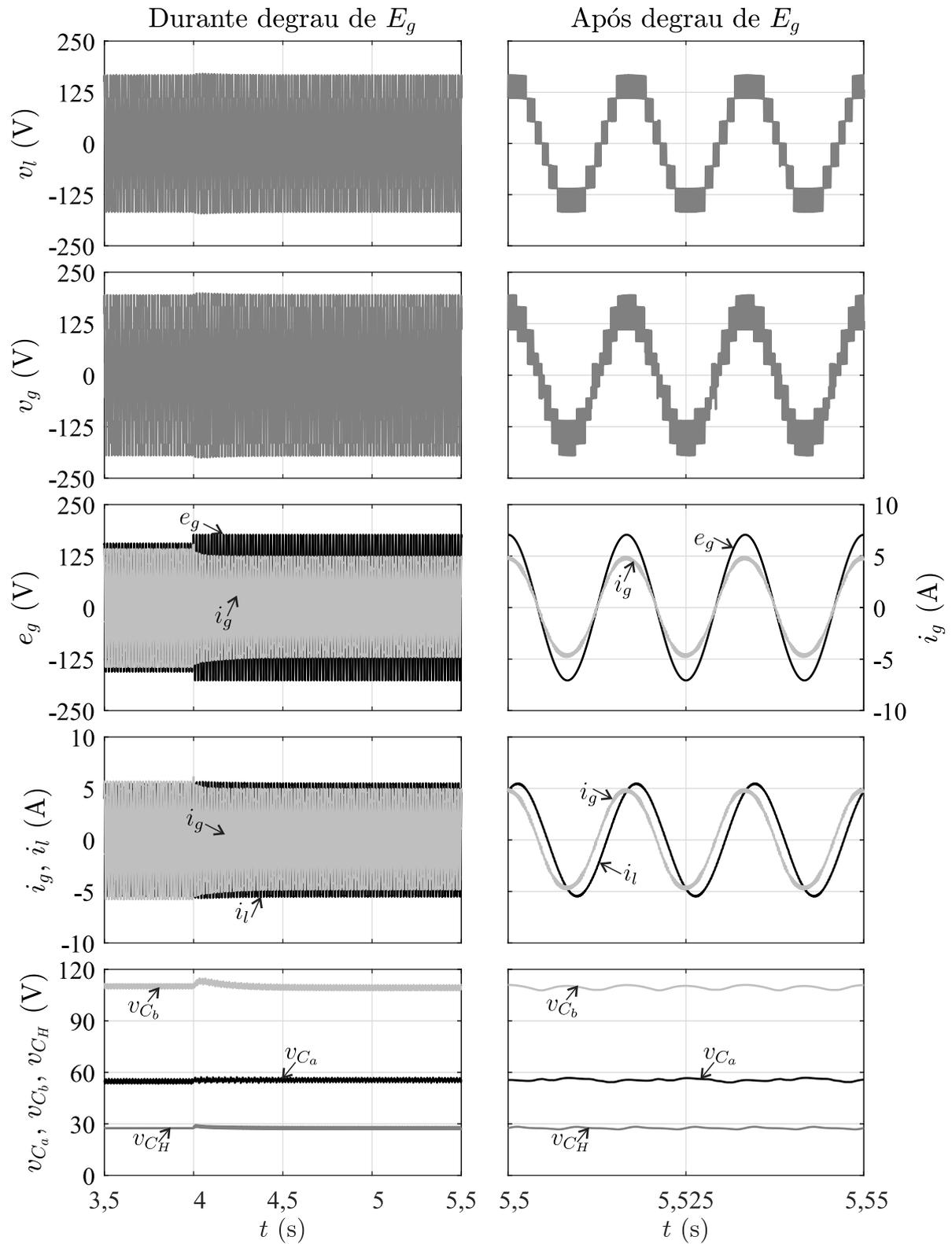


Figura 4.16 – Simulação do controle da configuração 6LH usando a PWM híbrida - sobretensão de 13,6% na amplitude de E_g (E_g passa do caso 3 para o caso 2).

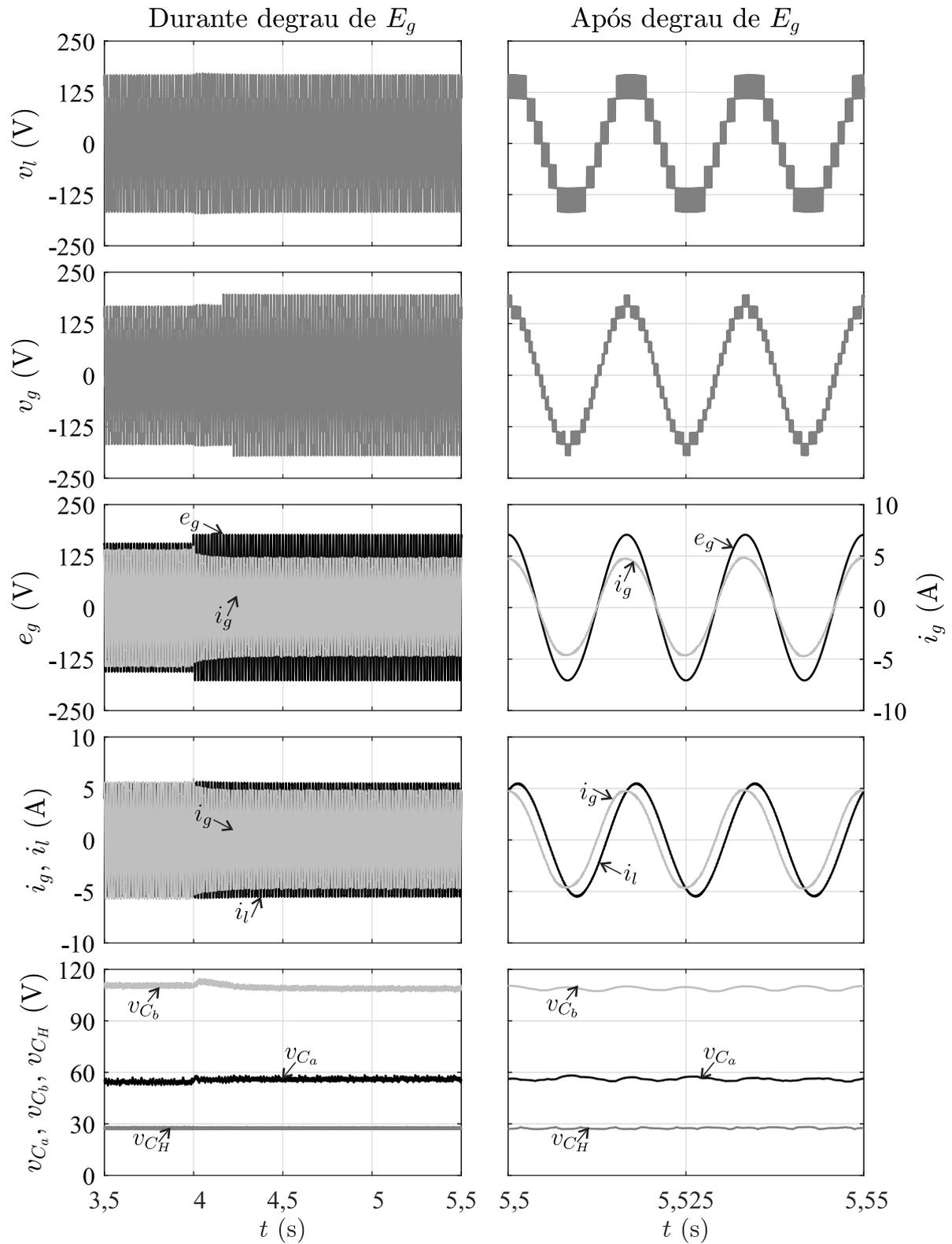


Figura 4.17 – Simulação do controle da configuração 6LH usando a PWM vetorial - sobretensão de 13,6% na amplitude de E_g (E_g passa do caso 3 para o caso 2).

corrente na carga aumentou 60,4% em relação ao seu valor inicial foram realizadas (Figuras 4.18 e 4.19). Os parâmetros iniciais do sistema foram iguais aos do caso 3. O controle atuou novamente como esperado.

4.9.2 Resultados experimentais

A plataforma utilizada para obtenção dos resultados experimentais foi a mesma usada no Capítulo 2 para as topologias 6L, 6L1D e 6L2D, mostrada na Figura 2.19.

Os resultados experimentais mostrando a operação do conversor 6LH usando a PWM híbrida nos casos 1 (afundamento na tensão da rede elétrica) e 2 (sobretensão na tensão da rede elétrica) são apresentados nas Figuras 4.20 e 4.21, respectivamente. Os parâmetros utilizados são iguais aos dos resultados de simulação. Em ambos os casos, pode ser visto que i_g e e_g são sincronizados, logo o fator de potência visto pela rede elétrica é unitário. As tensões nos barramentos CC são reguladas e v_l possui sete níveis. Todos os requisitos de controle foram estabelecidos mesmo durante sobretensões e afundamentos na tensão da rede elétrica. Portanto, esses resultados validam as considerações teóricas e mostram que a topologia proposta consegue lidar com variações na tensão da rede elétrica.

4.10 Conclusões

Um conversor CA/CC/CA monofásico/monofásico bidirecional para aplicações similares às que usam UPSs e UPQCs foi proposto e discutido neste capítulo. Essa topologia foi obtida com a adição de uma ponte H na entrada do conversor 6L e foi denominada configuração 6LH. O conversor proposto permite fornecer tensão à carga com amplitude e frequência constantes e operar com a corrente da rede elétrica com baixa distorção harmônica e fator de potência alto. A ponte H aumenta a tensão disponível na entrada do conversor e pode ser utilizada para mitigar sobretensões e harmônicos na tensão da rede elétrica. A ponte H também aumenta o número de níveis gerados pela tensão na entrada do conversor. Várias combinações de tensões nos barramentos CC são analisadas.

O modelo do sistema, uma análise detalhada do fluxo de potência e das especificações de tensão nos barramentos CC, técnicas PWM e de balanceamento das tensões nos barramentos CC são apresentadas. Os sistemas convencionais e propostos são comparados em termos da região de operação, distorções harmônicas das tensões, frequências médias das chaves e perdas nos semicondutores. Os resultados obtidos mostram que a topologia proposta é mais interessante para aplicações com altas tensões e baixas correntes, apresentando melhores resultados em termos de distorções harmônicas e perdas nos semicondutores que a topologia convencional 6L.

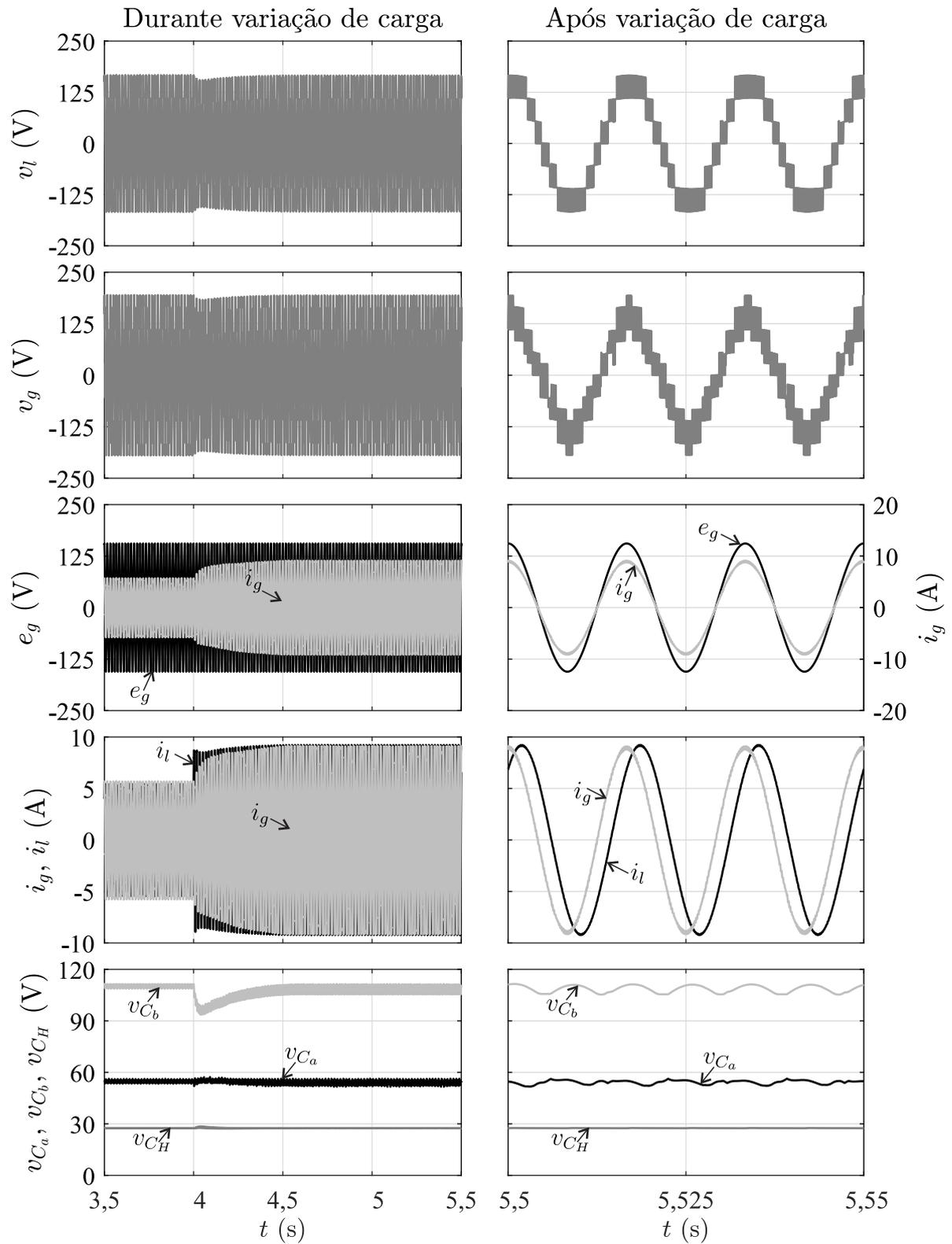


Figura 4.18 – Simulação do controle da configuração 6LH usando a PWM híbrida - variação de carga na qual a amplitude da corrente na carga aumenta 60,4% em relação ao seu valor inicial ($E_g = 110$ V(rms)).

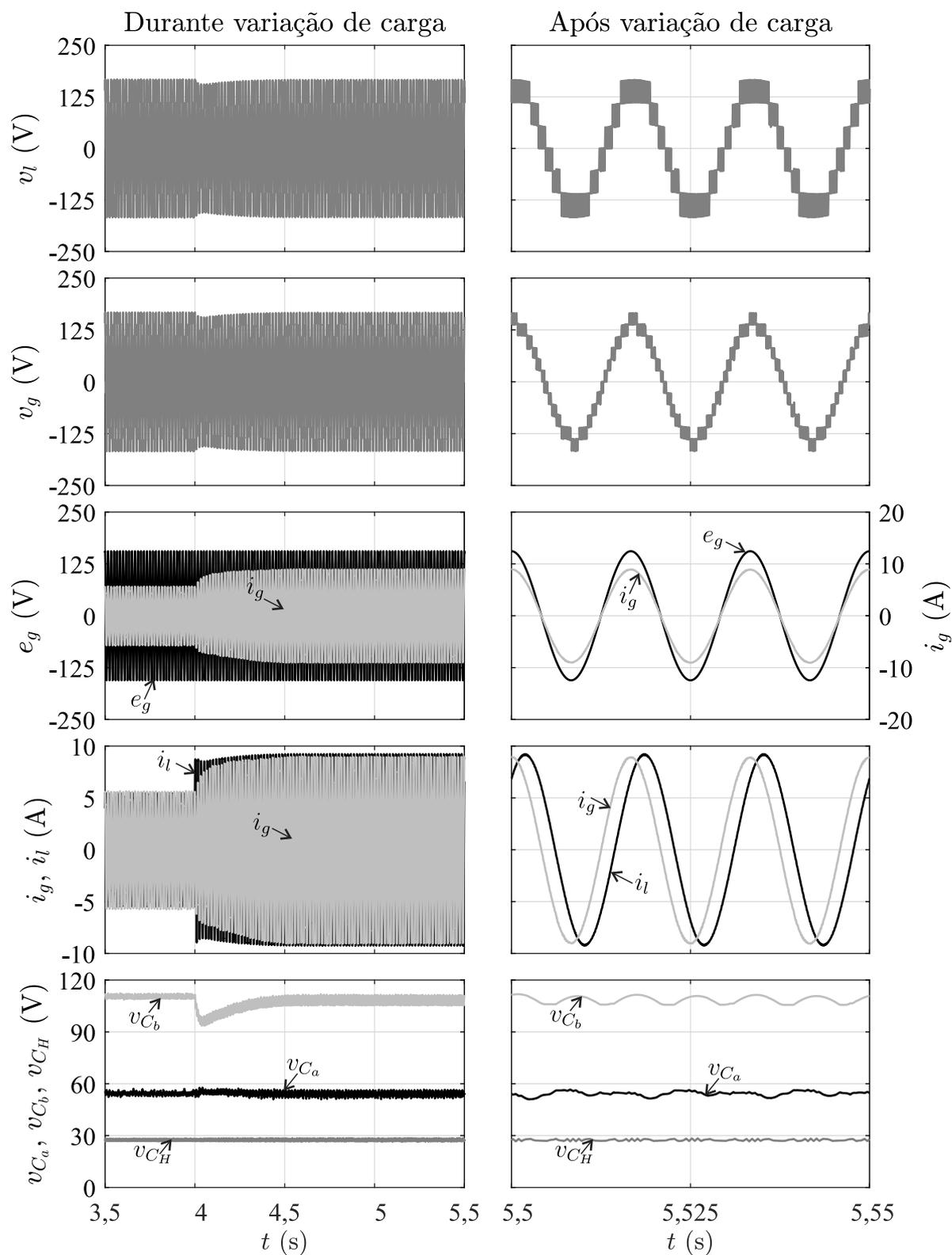


Figura 4.19 – Simulação do controle da configuração 6LH usando a PWM vetorial - variação de carga na qual a amplitude da corrente na carga aumenta 60,4% em relação ao seu valor inicial ($E_g = 110$ V(rms)).

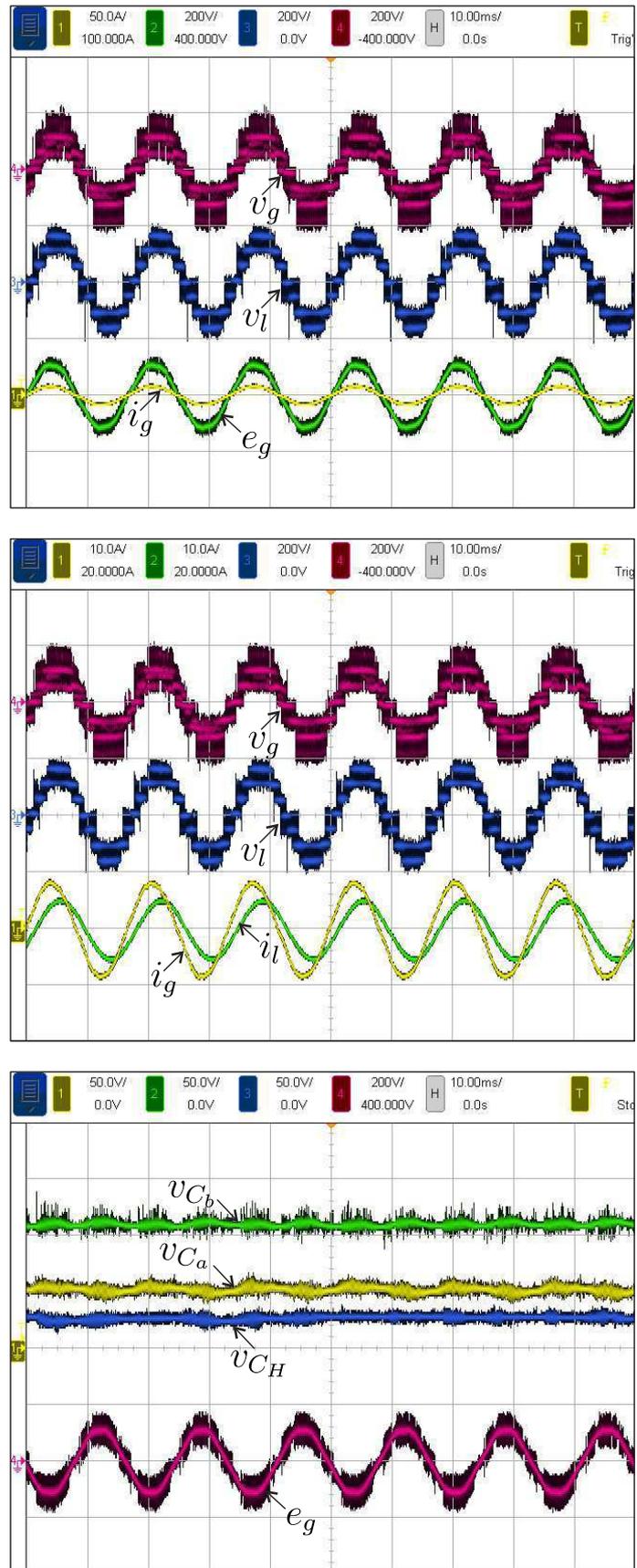


Figura 4.20 – Resultados experimentais da configuração 6LH com a PWM híbrida - caso 1 (e_g , v_g e v_l com 200 volts/divisão, v_{C_a} , v_{C_b} e v_{C_H} com 50 volts/divisão, i_l com 10 amperes/divisão e i_g com 50 amperes/divisão (imagem de cima) e 10 amperes/divisão (imagem do meio)).

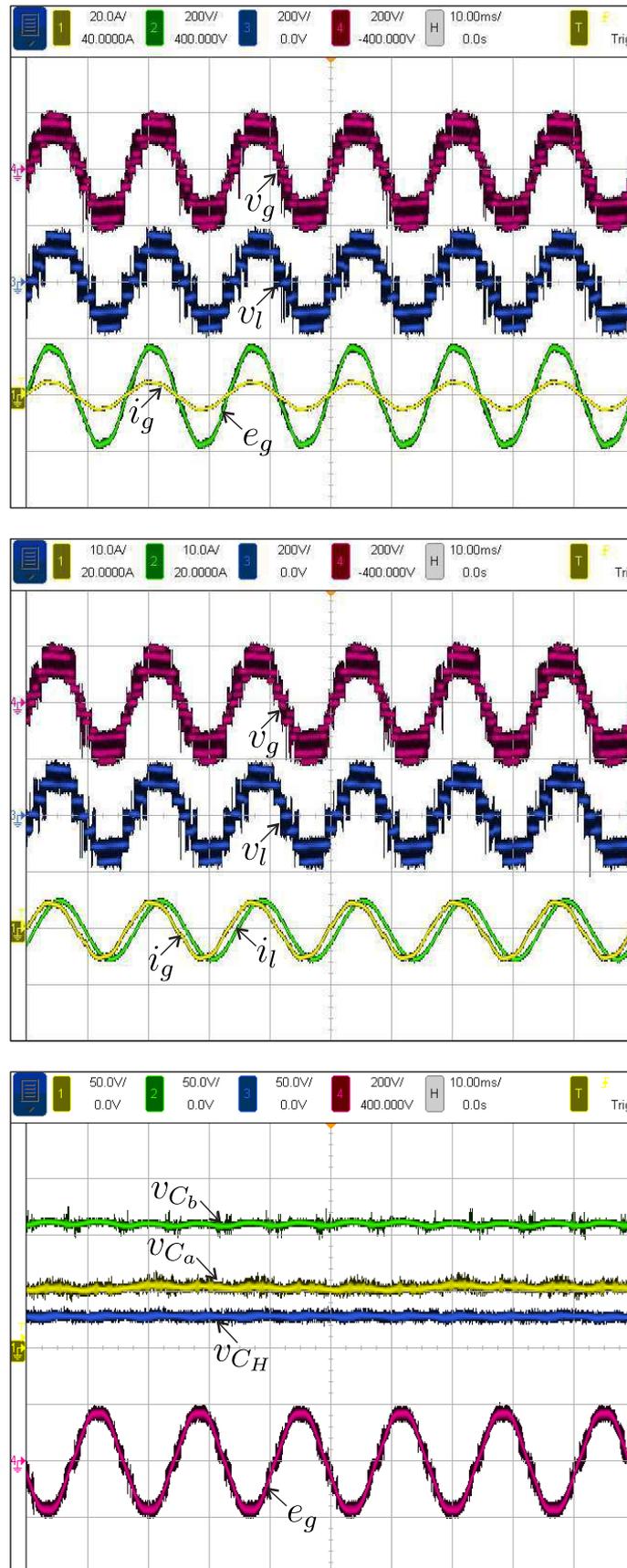


Figura 4.21 – Resultados experimentais da configuração 6LH com a PWM híbrida - caso 2 (e_g , v_g e v_l com 200 volts/divisão, v_{Ca} , v_{Cb} e v_{CH} com 50 volts/divisão, i_l com 10 amperes/divisão e i_g com 20 amperes/divisão (imagem de cima) e 10 amperes/divisão (imagem do meio)).

A configuração 6LH também foi comparada às topologias 4L e 6LT por meio de simulações. A topologia 4L tem as menores perdas por condução, uma vez que tem o menor número de chaves. A topologia com o segundo melhor resultado em termos de perdas por condução é a 6LT. Entretanto, é importante considerar que os transformadores das topologias 4L e 6LT também irão gerar perdas no sistema, podendo compensar as menores perdas por condução. Considerando as perdas por chaveamento, a topologia 4L tem o pior resultado, enquanto a topologia 6LH usando a PWM vetorial tem as menores perdas por chaveamento. Mesmo considerando as perdas no transformador, a topologia 6LT se mostra interessante, pois tem a estratégia de controle mais simples que o conversor 6LH (a topologia 6LH possui três barramentos CC, enquanto a 6LT possui dois). Resultados de simulação e experimentais foram incluídos de forma a validar as considerações teóricas.

5

Conversores CA/CC/CA monofásicos/trifásicos

5.1 Introdução

O trabalho descrito neste capítulo foi publicado na revista *IEEE Transactions on Industry Applications* em novembro de 2017 [90]. Dado o interesse por sistemas que geram tensões trifásicas a partir de uma rede elétrica monofásica, duas topologias são investigadas neste capítulo e comparadas a uma configuração convencional. O fator de potência visto pela rede elétrica é aproximadamente unitário e as tensões sobre a carga possuem amplitude e fase constantes, não sendo influenciadas pelas variações da rede elétrica.

As topologias investigadas neste capítulo são CA/CC/CA monofásicas/trifásicas bidirecionais baseadas em conversores 3L conectados em série. O conversor mostrado na Figura 5.1 é conectado diretamente à rede elétrica monofásica (essa configuração é aqui denominada topologia *six-leg transformerless* ou 6LTL) e gera tensões trifásicas. A topologia 6LTL foi proposta pela autora deste trabalho em sua dissertação de mestrado. Essa topologia é mais adequada quando a amplitude da tensão nas carga é aproximadamente metade da amplitude da tensão da rede elétrica.

A Figura 5.2 ilustra uma topologia que utiliza um transformador com dois enrolamentos secundários para conectar-se à rede elétrica monofásica (essa configuração é aqui denominada topologia *six-leg transformer-based* ou 6LTB) e gera tensões trifásicas. A configuração 6LTB foi proposta em [44], mas sua análise e controle não foram apresentados. Por conta do transformador, a topologia 6LTB pode operar com as amplitudes das tensões nas cargas e na rede elétrica iguais ou diferentes. Entretanto, neste trabalho, a

topologia 6LTL foi analisada apenas para o caso no qual a amplitude da tensão na carga é aproximadamente metade da amplitude da tensão da rede elétrica.

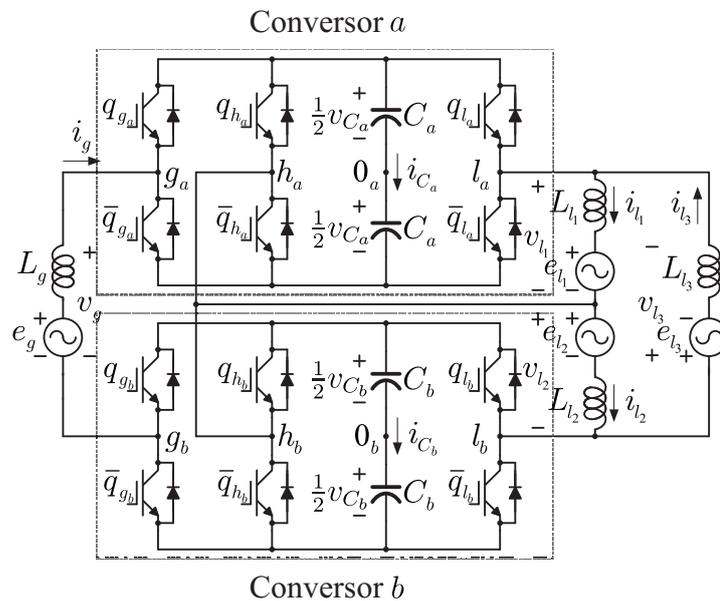


Figura 5.1 – Configuração 6LTL.

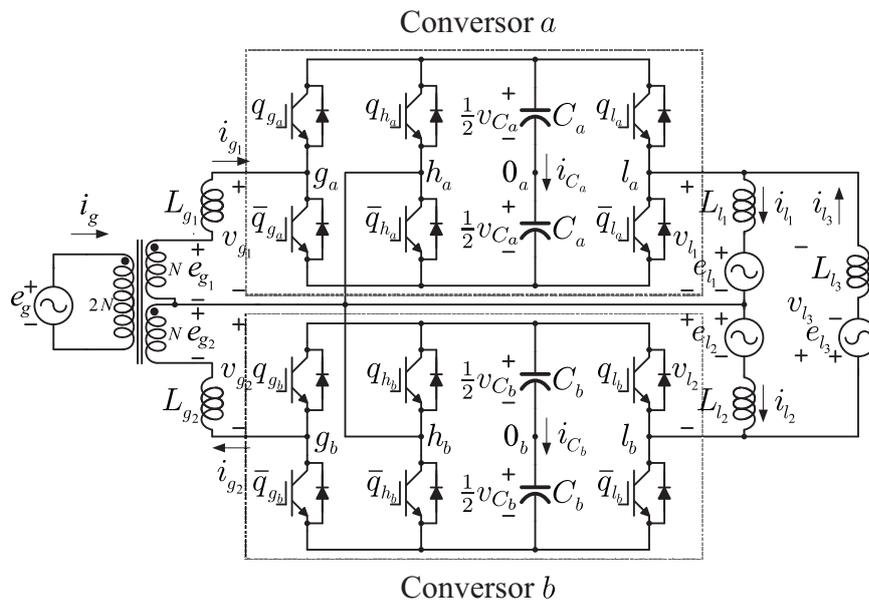


Figura 5.2 – Configuração 6LTLB e transformador utilizado.

A topologia 6LTLB é composta por dois conversores 3L independentes e é implementada neste trabalho tendo como base a técnica de modulação vetorial apresentada em [42]. Duas técnicas PWM são apresentadas para a configuração 6LTL: PWM escalar e PWM híbrida. Estratégias de controle para ambas topologias são fornecidas. Uma análise do fluxo de potência é apresentada e os resultados mostram que a topologia 6LTL só opera com o fator de potência da carga alto (seus barramentos CC podem ser regulados apenas quando o fator de potência da carga é maior ou igual a 0,93). Já a topologia 6LTLB não possui restrições quanto ao fator de potência da carga.

A topologia aqui denominada *four-leg transformerless* ou 4LTL, proposta em [56] e representada na Figura 5.3, é uma opção interessante para a conversão CA/CC/CA monofásica/trifásica. Conforme comentado na introdução deste trabalho, essa configuração possui um barramento CC e quatro braços controlados, podendo operar de forma reversível. Essa topologia é mais adequada quando a amplitude da tensão na carga é metade da amplitude da tensão na rede elétrica e as frequências fundamentais das tensões da rede elétrica e na carga são iguais.

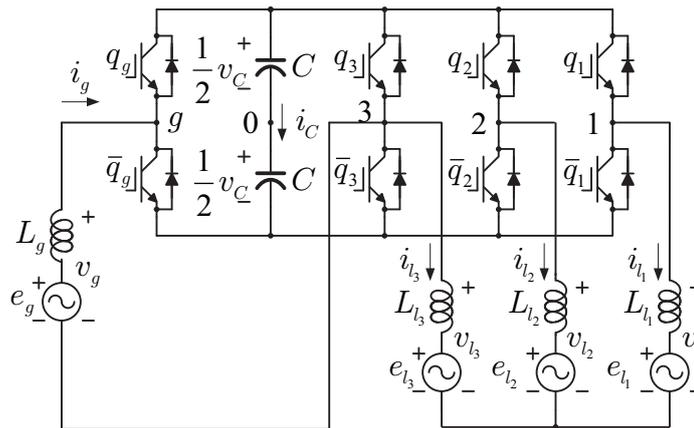


Figura 5.3 – Configuração 4LTL.

A topologia 4LTL é simulada utilizando uma técnica PWM apresentada em [56] e é comparada às topologias 6LTB e 6LTL. Na operação com a amplitude da tensão na carga igual a metade da amplitude da tensão na rede elétrica, o barramento CC da topologia 4LTL tem tensão duas vezes maior que os barramentos CC das configurações 6LTL e 6LTB.

As análises e técnicas apresentadas neste capítulo consideram que, na condição nominal de operação do sistema, a amplitude da tensão na carga é igual a metade da amplitude da tensão na rede elétrica e que as frequências fundamentais das tensões da rede elétrica e na carga são as mesmas. Comparados à topologia 4LTL, os sistemas 6LTL e 6LTB permitem diminuir: 1) as tensões e potências processadas pelas chaves dos conversores; 2) a distorção harmônica total operando com a mesma frequência de amostragem; e 3) as perdas por chaveamento e totais nos semicondutores. Comparado ao conversor 6LTB, o conversor 6LTL possui perdas totais menores e tensão do lado da rede elétrica com menor WTHD. As configurações estudadas foram mostradas viáveis e interessantes para conversão monofásica/trifásica. Entretanto, por operar apenas com fator de potência da carga alto, o sistema 6LTL é menos interessante que o 6LTB.

5.2 Modelos dos sistemas

Neste capítulo, as tensões na carga trifásica são denominadas v_{l_1} , v_{l_2} e v_{l_3} . Considerando ambas as topologias estudadas, v_{l_1} e v_{l_2} são deslocados de 120° e, conseqüentemente, v_{l_1} , v_{l_2} e v_{l_3} formam um sistema trifásico balanceado. As correntes na carga trifásica são definidas como i_{l_1} , i_{l_2} e i_{l_3} . A corrente da rede elétrica é definida como i_g . Os conversores cujos braços estão conectados aos barramentos a (tensão v_{C_a}) e b (tensão v_{C_b}) são denominados conversores a e b , respectivamente.

O sistema 6LTL é composto por uma rede elétrica monofásica, dois barramentos CC, dois conversores 3L (conversores a e b) e uma carga trifásica. A Figura 5.4 apresenta o circuito equivalente do sistema 6LTL. A tensão gerada pela rede elétrica monofásica é representada novamente como e_g . A topologia 6LTL sintetiza em sua entrada a tensão v_g e em sua saída as tensões v_{l_1} e v_{l_2} .

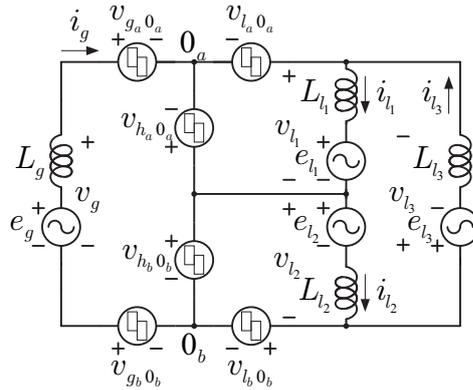


Figura 5.4 – Circuito equivalente da configuração 6LTL.

Os estados das chaves são representados da mesma forma apresentada no Capítulo 3 para a topologia 6LT, assim como o cálculo das tensões de polo.

$v_{l_3} = -(v_{l_1} + v_{l_2})$ e, a partir do circuito equivalente, encontra-se as seguintes equações de malha:

$$v_g = v_{g_a 0_a} - v_{g_b 0_b} - v_{h_a 0_a} + v_{h_b 0_b} \quad (5.1)$$

$$v_{l_1} = v_{l_a 0_a} - v_{h_a 0_a} \quad (5.2)$$

$$v_{l_2} = v_{h_b 0_b} - v_{l_b 0_b} \quad (5.3)$$

$$v_g - v_{l_1} - v_{l_2} = v_{g_a 0_a} - v_{g_b 0_b} - v_{l_a 0_a} + v_{l_b 0_b} \quad (5.4)$$

$$v_g - v_{l_1} = v_{g_a 0_a} - v_{g_b 0_b} - v_{l_a 0_a} + v_{h_b 0_b} \quad (5.5)$$

$$v_g - v_{l_2} = v_{g_a 0_a} - v_{g_b 0_b} - v_{l_b 0_b} + v_{h_a 0_a}. \quad (5.6)$$

Dado que os valores possíveis das tensões de polo são $v_{C_u}/2$ e $-v_{C_u}/2$ (v_{C_u} é a tensão no barramento u , onde $u = a, b$) e usando as equações de malha, encontra-se que

as tensões v_g , v_{l_1} e v_{l_2} devem obedecer as seguintes restrições:

$$|v_g| \leq v_{C_a} + v_{C_b} \quad (5.7)$$

$$|v_{l_1}| \leq v_{C_a} \quad (5.8)$$

$$|v_{l_2}| \leq v_{C_b} \quad (5.9)$$

$$|v_g - v_{l_1} - v_{l_2}| \leq v_{C_a} + v_{C_b} \quad (5.10)$$

$$|v_g - v_{l_1}| \leq v_{C_a} + v_{C_b} \quad (5.11)$$

$$|v_g - v_{l_2}| \leq v_{C_a} + v_{C_b}. \quad (5.12)$$

O sistema 6LTB é composto por uma rede elétrica monofásica, um transformador com enrolamentos secundários bifilares, dois barramentos CC, dois conversores 3L independentes (conversores a e b) e uma carga trifásica. A Figura 5.5 apresenta o circuito equivalente do sistema 6LTB. O conversor 6LTB foi desenvolvido a partir do conversor 3L discutido em [42].

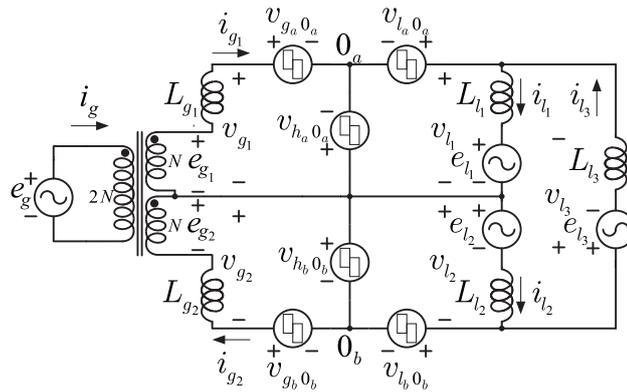


Figura 5.5 – Circuito equivalente da configuração 6LTB.

O transformador da topologia 6LTB gera em suas saídas as tensões e_{g_1} e e_{g_2} que possuem mesma fase e metade da amplitude de e_g . Para o equacionamento aqui apresentado, o transformador é considerado ideal. A topologia então sintetiza em sua entrada as tensões v_{g_1} e v_{g_2} e em sua saída as tensões v_{l_1} e v_{l_2} . As correntes na entrada da topologia são i_{g_1} e i_{g_2} . As tensões v_{g_1} e v_{l_1} são geradas de forma independente das tensões v_{g_2} e v_{l_2} .

$v_{l_3} = -(v_{l_1} + v_{l_2})$ e, a partir do circuito equivalente, encontra-se as seguintes equações de malha:

$$v_{g_1} = v_{g_a 0_a} - v_{h_a 0_a} \quad (5.13)$$

$$v_{g_2} = v_{h_b 0_b} - v_{g_b 0_b} \quad (5.14)$$

$$v_{l_1} = v_{l_a 0_a} - v_{h_a 0_a} \quad (5.15)$$

$$v_{l_2} = v_{h_b 0_b} - v_{l_b 0_b} \quad (5.16)$$

$$v_g - v_{l_1} = v_{g_a 0_a} - v_{l_a 0_a} \quad (5.17)$$

$$v_g - v_{l_2} = v_{l_b 0_b} - v_{g_b 0_b}. \quad (5.18)$$

Usando as equações de malha, encontra-se que as tensões v_{g_1} , v_{g_2} , v_{l_1} e v_{l_2} devem obedecer as seguintes restrições:

$$|v_{g_1}| \leq v_{C_a} \quad (5.19)$$

$$|v_{g_2}| \leq v_{C_b} \quad (5.20)$$

$$|v_{l_1}| \leq v_{C_a} \quad (5.21)$$

$$|v_{l_2}| \leq v_{C_b} \quad (5.22)$$

$$|v_{g_1} - v_{l_1}| \leq v_{C_a} \quad (5.23)$$

$$|v_{g_2} - v_{l_2}| \leq v_{C_b}. \quad (5.24)$$

As técnicas apresentadas neste trabalho consideram que as frequências fundamentais da rede e na carga são iguais. Como os lados retificador e o lado inversor possuem braços comuns, se essas frequências forem diferentes, as tensões nos barramentos CC devem ser aumentadas. Considera-se neste trabalho que $v_{C_a} = v_{C_b}$ para as topologias 6LTL e 6LTB.

θ é o ângulo de v_g tendo v_{l_1} como referência. Considerando a situação na qual os fasores das tensões a serem geradas são $v_g = 1/\theta$ pu (para a configuração 6LTL), $v_{g_1} = v_{g_2} = 0,5/\theta$ pu (para a configuração 6LTB), $v_{l_1} = 0,5/0^\circ$ pu e $v_{l_2} = 0,5/-120^\circ$ pu, as tensões nos barramentos CC podem ser especificadas.

Para a topologia 4LTL, o valor mínimo de v_C é 1 pu com $-94,34^\circ \leq \theta \leq -25,66^\circ$. Para a topologia 6LTL, o valor mínimo de v_{C_a} e v_{C_b} é 0,5 pu com $-75,52^\circ \leq \theta \leq -44,48^\circ$. Os valores possíveis de v_{C_a} , v_{C_b} e θ para a topologia 6LTL são encontrados por meio das Equações (5.7)-(5.12). Para o conversor 6LTB, o valor mínimo de v_{C_a} e v_{C_b} é 0,5 pu com $\theta = -60^\circ$. Esses valores são encontrados por meio das Equações (5.19)-(5.24). Para que o conversor 6LTB opere com outros valores de θ , v_{C_a} e v_{C_b} precisam ser aumentados.

5.3 Técnicas PWM para a topologia 6LTL

A técnica PWM vetorial pode ser utilizada para sintetizar as tensões. Uma vez que a topologia 6LTL gera três tensões independentes (v_g , v_{l_1} e v_{l_2}), para aplicar a técnica vetorial é necessário trabalhar com um espaço tridimensional.

A Figura 5.6 ilustra os planos vetoriais $v_{l_1} \times v_g$, $v_{l_2} \times v_g$ e $v_{l_3} \times v_g$ gerados pelo conversor 6LTL quando $v_{C_a} = v_{C_b} = E$. Cada vértice dos triângulos representa um vetor de tensão. Os vetores são representados da mesma forma que no Capítulo 2 para as topologias 6L, 6L1D e 6L2D. Isto é, $\mathbf{v}_{n_g n_l n_h}$ representa o vetor de tensão gerado por uma dada combinação de estados de chaves, onde n_w é o número binário $\{q_{w_a}, q_{w_b}\}$ convertido para decimal e $w = g, h, l$.

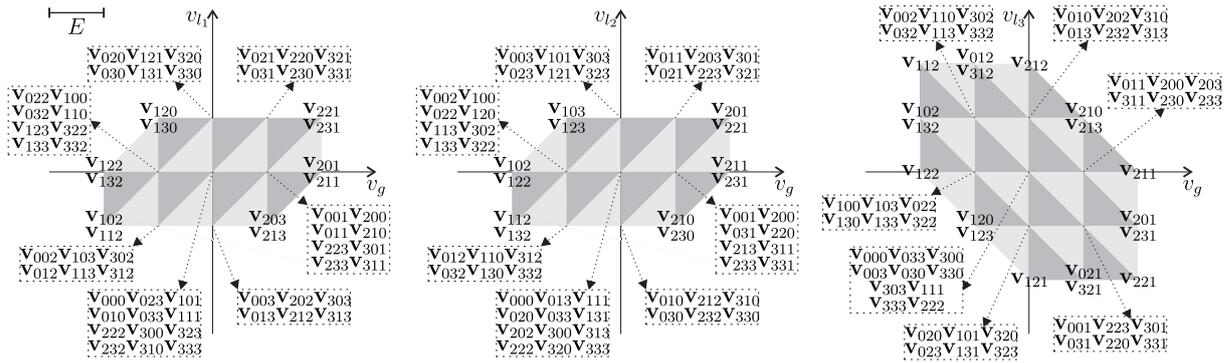


Figura 5.6 – Planos vectoriais $v_{l_1} \times v_g$, $v_{l_2} \times v_g$ e $v_{l_3} \times v_g$ gerados pela configuração 6LTL com $v_{C_a} = v_{C_b} = E$.

Como pode ser observado, v_g e v_{l_3} podem ter até cinco níveis, enquanto v_{l_1} e v_{l_2} podem ter até três níveis. Dado que $v_{l_3} = -(v_{l_1} + v_{l_2})$, as redundâncias e a sequência de aplicação dos vetores de tensão podem ser utilizadas para melhorar a distorção harmônica de v_{l_3} .

Considerando que para implementar o método vetorial é necessário trabalhar com um espaço tridimensional e que isso pode tornar a implementação difícil, duas técnicas PWM baseadas em portadoras são apresentadas para a topologia 6LTL: escalar e híbrida. O método escalar é aplicável para quaisquer valores de v_g , v_{l_1} , v_{l_2} e v_{l_3} , desde que seus valores obedeçam as limitações impostas pelas tensões nos barramentos CC. Entretanto, essa técnica não garante que o v_g gerado possua cinco níveis. A PWM híbrida garante isso e foi desenvolvida observando a distribuição dos vetores de tensão nos planos vectoriais $v_{l_1} \times v_g$ e $v_{l_2} \times v_g$.

5.3.1 PWM escalar

O método PWM escalar é aplicável para quaisquer valores de v_g , v_{l_1} , v_{l_2} e v_{l_3} desde que obedeçam as restrições impostas pelos barramentos CC representados nas Equações (5.7)-(5.12).

As tensões de polo definem as variáveis nas Equações (5.25)-(5.27).

$$v_{gab} = v_{ga}0_a - v_{gb}0_b \quad (5.25)$$

$$v_{lab} = v_{la}0_a - v_{lb}0_b \quad (5.26)$$

$$v_{hab} = v_{ha}0_a - v_{hb}0_b. \quad (5.27)$$

O símbolo * novamente indica uma variável de referência. As seis tensões de polo do conversor são determinadas a partir de v_g^* , $v_{l_1}^*$ e $v_{l_2}^*$. Para isso, três variáveis auxiliares,

denominadas v_{ha}^* , v_{hb}^* e v_{xg}^* , são introduzidas. Usando as Equações (5.1)-(5.27), tem-se que:

$$v_{gab}^* = v_g^* + v_{xh}^* \quad (5.28)$$

$$v_{hab}^* = v_{xh}^* \quad (5.29)$$

$$v_{l_a0_a}^* = v_{l_1}^* + v_{ha}^* \quad (5.30)$$

$$v_{ha0_a}^* = v_{ha}^* \quad (5.31)$$

$$v_{l_b0_b}^* = -v_{l_2}^* + v_{hb}^* \quad (5.32)$$

$$v_{hb0_b}^* = v_{hb}^* \quad (5.33)$$

onde

$$v_{xh}^* = v_{ha}^* - v_{hb}^*. \quad (5.34)$$

Os valores máximos e mínimos para v_{ha}^* , v_{hb}^* e v_{xh}^* são obtidos usando as Equações (5.28)-(5.33), sendo representados como:

$$v_{xh,max}^* = v_{C_a}^*/2 + v_{C_b}^*/2 - \max\{v_g^*, 0\} \quad (5.35)$$

$$v_{xh,min}^* = -v_{C_a}^*/2 - v_{C_b}^*/2 - \min\{v_g^*, 0\} \quad (5.36)$$

$$v_{ha,max_1}^* = v_{C_a}^*/2 - \max\{v_{l_1}^*, 0\} \quad (5.37)$$

$$v_{ha,min_1}^* = -v_{C_a}^*/2 - \min\{v_{l_1}^*, 0\} \quad (5.38)$$

$$v_{hb,max_1}^* = v_{C_b}^*/2 - \max\{-v_{l_2}^*, 0\} \quad (5.39)$$

$$v_{hb,min_1}^* = -v_{C_b}^*/2 - \min\{-v_{l_2}^*, 0\}. \quad (5.40)$$

Usando as Equações (5.34)-(5.38), novos valores máximos e mínimos para v_{hb}^* são escritos como:

$$v_{hb,max_2}^* = v_{ha,max_1}^* - v_{xh,min}^* \quad (5.41)$$

$$v_{hb,min_2}^* = v_{ha,min_1}^* - v_{xh,max}^*. \quad (5.42)$$

Então,

$$v_{hb,max}^* = \min\{v_{hb,max_1}^*, v_{hb,max_2}^*\} \quad (5.43)$$

$$v_{hb,min}^* = \max\{v_{hb,min_1}^*, v_{hb,min_2}^*\} \quad (5.44)$$

$$v_{hb}^* = \mu_{hb}^* v_{hb,max}^* + (1 - \mu_{hb}^*) v_{hb,min}^* \quad (5.45)$$

onde $0 \leq \mu_{hb}^* \leq 1$.

Usando as Equações (5.34)-(5.36) e (5.45), outros valores máximos e mínimos para v_{ha}^* são escritos como:

$$v_{ha,max_2}^* = v_{hb}^* + v_{xh,max}^* \quad (5.46)$$

$$v_{ha,min_2}^* = v_{hb}^* + v_{xh,min}^*. \quad (5.47)$$

Logo,

$$v_{ha,max}^* = \min\{v_{ha,max_1}^*, v_{ha,max_2}^*\} \quad (5.48)$$

$$v_{ha,min}^* = \max\{v_{ha,min_1}^*, v_{ha,min_2}^*\} \quad (5.49)$$

$$v_{ha}^* = \mu_{ha}^* v_{ha,max}^* + (1 - \mu_{ha}^*) v_{ha,min}^* \quad (5.50)$$

onde $0 \leq \mu_{ha}^* \leq 1$.

Então, v_{gab}^* , v_{hab}^* , v_{la0a}^* , v_{ha0a}^* , v_{lb0b}^* e v_{hb0b}^* podem ser calculados usando as Equações (5.28)-(5.33). Usando a Equação (5.25), escreve-se que:

$$v_{ga0a}^* = v_{gab}^* + v_{xg}^* \quad (5.51)$$

$$v_{gb0b}^* = v_{xg}^* \quad (5.52)$$

tal que v_{xg}^* é dado por:

$$v_{xg,max}^* = \min\{v_{Ca}^*/2 - v_{gab}^*, v_{Cb}^*/2\} \quad (5.53)$$

$$v_{xg,min}^* = \max\{-v_{Ca}^*/2 - v_{gab}^*, -v_{Cb}^*/2\} \quad (5.54)$$

$$v_{xg}^* = \mu_{xg}^* v_{xg,max}^* + (1 - \mu_{xg}^*) v_{xg,min}^* \quad (5.55)$$

onde $0 \leq \mu_{xg}^* \leq 1$.

Os valores das tensões de polo são comparados a portadoras triangulares de frequência f_s com amplitude igual a $v_{Ca}/2$ (lembrando que $v_{Ca} = v_{Cb}$).

5.3.2 PWM híbrida

A topologia 6LTL pode gerar a tensão do lado da rede com até cinco níveis. A utilização da técnica PWM híbrida garante a utilização ótima desses níveis.

Dadas as tensões nos barramentos CC a e b iguais a 0,6 pu, os seguintes fasores representam as tensões que podem ser geradas por essa técnica: $v_g = 1/\theta \pm 20\%$ pu, $v_{l_1} = 0,5/\underline{0^\circ} \pm 20\%$ pu e $v_{l_2} = 0,5/\underline{-120^\circ} \pm 20\%$ pu. Onde $-75,52^\circ \leq \theta \leq -44,47^\circ$. Para gerar v_{l_1} e v_{l_2} com as mesmas distorções harmônicas, $\theta = -60^\circ$ deve ser utilizado.

Usando a polaridade instantânea de $v_{l_1}^*$, $v_{l_2}^*$ e v_g^* , além do valor instantâneo de v_g^* , parte das tensões de polo de referência são definidas. As Tabelas 5.1 e 5.2 mostram o procedimento. O fluxograma na Figura 5.7 também explica a técnica descrita nas tabelas. Os braços cujas tensões de polo são definidas nessas tabelas ficam com suas tensões fixas em dado valor. Isso significa que pelo menos dois braços operam com frequência de chaveamento nula durante um período de amostragem T .

Esse método foi desenvolvido observando a distribuição dos vetores de tensão nos planos vetoriais $v_{l_1} \times v_g$ e $v_{l_2} \times v_g$ (veja a Figura 5.6). Por exemplo, quando $v_{l_1}^* \geq 0$, $v_{l_2}^* \geq 0$

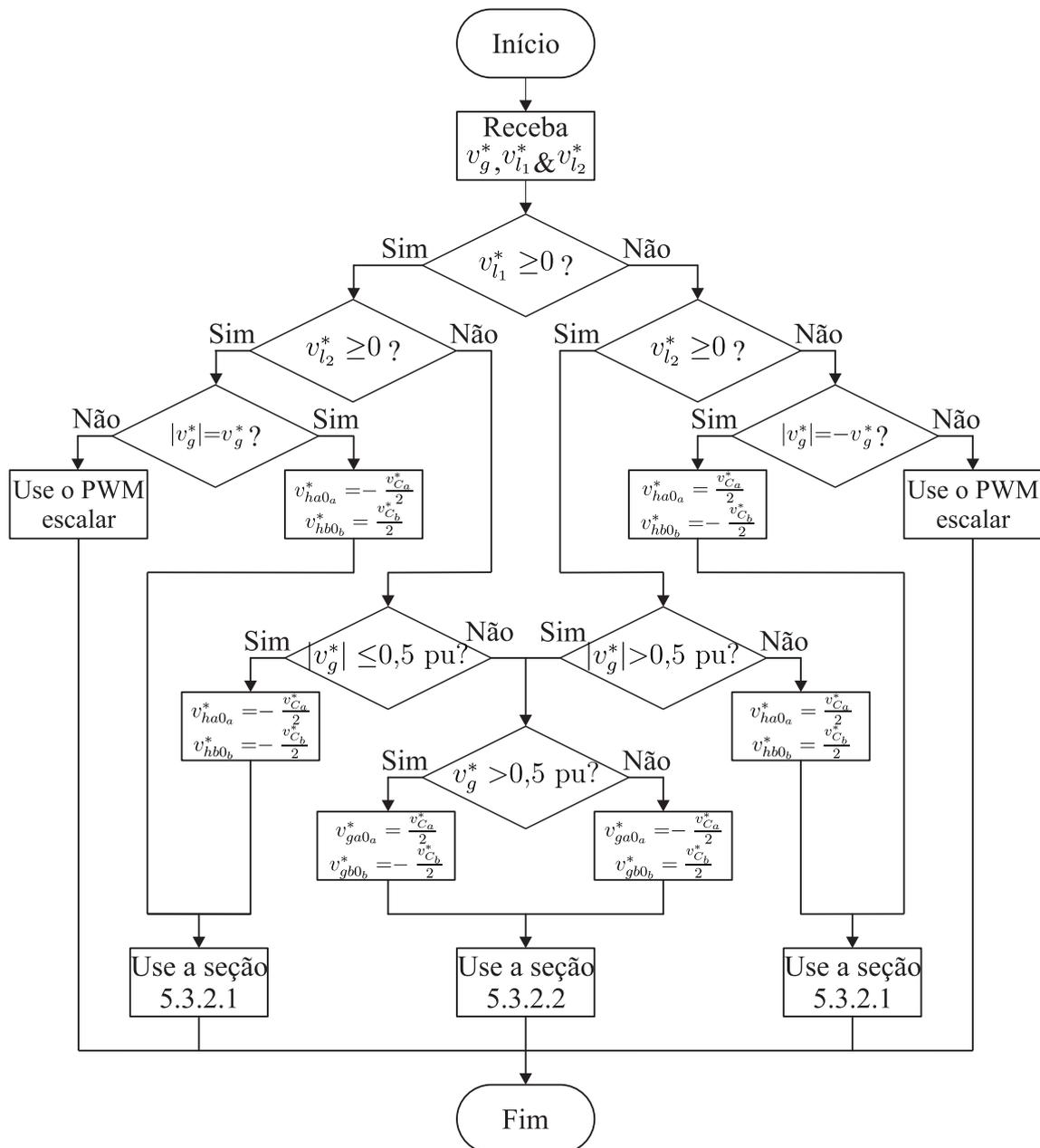


Figura 5.7 – Implementação da PWM híbrida da configuração 6LTL.

e v_g^* é positivo, a partir da Figura 5.6 pode ser observado que n_h pode ser sempre igual a 1 ($v_{h_a0_a}^* = -v_{C_a}^*/2$ e $v_{h_b0_b}^* = v_{C_b}^*/2$) e essa informação foi incluída na Tabela 5.1. Todas as tensões de polo de referência definidas nessas tabelas são baseadas na análise dos planos vetoriais.

Tabela 5.1 – PWM híbrida (parte 1) da configuração 6LTL

$v_{l_1}^*$	$v_{l_2}^*$	v_g^*	$v_{h_a0_a}^*$	$v_{h_b0_b}^*$
≥ 0	≥ 0	$= v_g^*$	$-v_{C_a}^*/2$	$v_{C_b}^*/2$
≥ 0	< 0	$\leq 0,5$ pu	$-v_{C_a}^*/2$	$-v_{C_b}^*/2$
		$> 0,5$ pu	consulte a Tabela 5.2.	
< 0	≥ 0	$\leq 0,5$ pu	$v_{C_a}^*/2$	$v_{C_b}^*/2$
		$> 0,5$ pu	consulte a Tabela 5.2.	
< 0	< 0	$= -v_g^*$	$v_{C_a}^*/2$	$-v_{C_b}^*/2$

Tabela 5.2 – PWM híbrida (parte 2) da configuração 6LTL

v_g^*	$v_{g_a0_a}^*$	$v_{g_b0_b}^*$
$> 0,5$ pu	$v_{C_a}^*/2$	$-v_{C_b}^*/2$
$< -0,5$ pu	$-v_{C_a}^*/2$	$v_{C_b}^*/2$

Depois de utilizar as Tabelas 5.1 e 5.2, as demais tensões de polo de referência são calculadas segundo o procedimento descrito a seguir.

5.3.2.1 Caso $v_{h_a0_a}^*$ e $v_{h_b0_b}^*$ sejam definidas pela Tabela 5.1

v_{ha}^* , v_{hb}^* e v_{xh}^* são calculadas usando as Equações (5.31) e (5.33)-(5.34). Então, v_{gab}^* , $v_{l_a0_a}^*$ e $v_{l_b0_b}^*$ são calculadas a partir das Equações (5.28), (5.30) e (5.32). $v_{g_a0_a}^*$ e $v_{g_b0_b}^*$ são calculadas usando as Equações (5.51)-(5.55).

5.3.2.2 Caso $v_{g_a0_a}^*$ e $v_{g_b0_b}^*$ sejam definidas pela Tabela 5.2

v_{gab}^* e v_{xh}^* são calculadas usando as Equações (5.25) e (5.28). Os valores máximos e mínimos para v_{ha}^* e v_{hb}^* são obtidos usando as Equações (5.37)-(5.40). Usando a Equação (5.34), calcula-se:

$$v_{hb,max_2}^* = v_{ha,max_1}^* - v_{xh}^* \quad (5.56)$$

$$v_{hb,min_2}^* = v_{ha,min_1}^* - v_{xh}^*. \quad (5.57)$$

Então, $v_{hb,max}^*$, $v_{hb,min}^*$ e v_{hb}^* são calculadas usando as Equações (5.43)-(5.45). Usando a Equação (5.34) novamente, encontra-se:

$$v_{ha}^* = v_{hb}^* + v_{xh}^*. \quad (5.58)$$

As tensões de polo $v_{l_a 0_a}^*$, $v_{l_b 0_b}^*$, $v_{h_a 0_a}^*$ e $v_{h_b 0_b}^*$ são calculadas usando as Equações (5.30)-(5.33) e são comparadas a portadoras triangulares de frequência f_s e amplitude $v_{C_a}/2$ para obtenção dos sinais de gatilho para as chaves.

5.4 Técnica PWM vetorial para a topologia 6LTB

A topologia 6LTB é formada por dois conversores 3L independentes discutidos em [42]. No mesmo artigo, a técnica PWM vetorial para o conversor 3L é proposta. Com base nessa técnica, a PWM vetorial para a topologia 6LTB é desenvolvida e apresentada nesta seção.

A topologia 6LTB gera quatro tensões independentes (v_{g_1} , v_{g_2} , v_{l_1} e v_{l_2}), sendo v_{g_1} e v_{l_1} geradas pelo conversor a e v_{g_2} e v_{l_2} geradas pelo conversor b . Com isso, são obtidos dois planos vetoriais independentes, um referente ao conversor a e o outro ao conversor b .

A Figura 5.8 ilustra os planos vetoriais $v_{l_1} \times v_{g_1}$ e $v_{l_2} \times v_{g_2}$ gerados pela configuração 6LTB. Cada vértice dos triângulos representa um vetor de tensão.

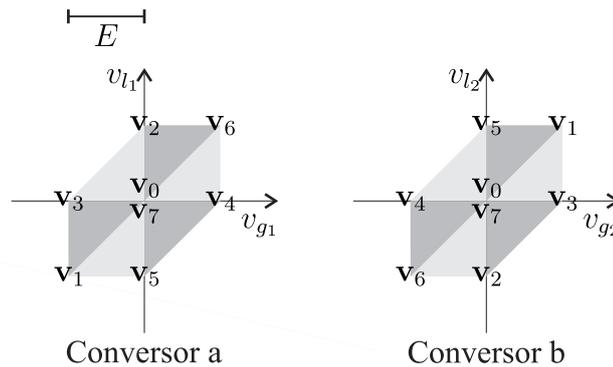


Figura 5.8 – Planos vetoriais $v_{l_1} \times v_{g_1}$ e $v_{l_2} \times v_{g_2}$ gerados pela configuração 6LTB com $v_{C_a} = v_{C_b} = E$.

\mathbf{v}_{n_a} e \mathbf{v}_{n_b} representam vetores de tensão gerados pelos conversores a e b , respectivamente, onde n_a e n_b representam os números binários $\{q_{g_a}, q_{l_a}, q_{h_a}\}$ e $\{q_{g_b}, q_{l_b}, q_{h_b}\}$, respectivamente, convertidos para números decimais. A tensão em cada ponto do plano vetorial é representada como:

$$\mathbf{v} = v_{g_1} + jv_{l_1} \text{ para o conversor } a, \text{ onde } v_{g_1} = \text{Re}(\mathbf{v}) \text{ e } v_{l_1} = \text{Im}(\mathbf{v}), \text{ e} \quad (5.59)$$

$$\mathbf{v} = v_{g_2} + jv_{l_2} \text{ para o conversor } b, \text{ onde } v_{g_2} = \text{Re}(\mathbf{v}) \text{ e } v_{l_2} = \text{Im}(\mathbf{v}). \quad (5.60)$$

O símbolo $*$ significa novamente que a variável é de referência. O vetor de referência $\mathbf{v}^* = v_{g_1}^* + jv_{l_1}^*$ ou $\mathbf{v}^* = v_{g_2}^* + jv_{l_2}^*$ localizado dentro de um setor deve ser sintetizado utilizando os vetores localizados nos vértices do triângulo. Então, para cada setor, pode

ser escrito:

$$\mathbf{v}^* = \frac{t_x}{T}\mathbf{v}_x + \frac{t_y}{T}\mathbf{v}_y + \frac{t_z}{T}\mathbf{v}_z \quad (5.61)$$

$$T = t_x + t_y + t_z \quad (5.62)$$

onde T é o período de amostragem e t_x , t_y e t_z são os tempos de aplicação dos vetores \mathbf{v}_x , \mathbf{v}_y e \mathbf{v}_z , respectivamente. \mathbf{v}_z representa os vetores nulos \mathbf{v}_0 e \mathbf{v}_7 .

Os tempos de aplicação dos vetores nulos, t_0 e t_7 , são calculados como:

$$t_0 = (1 - \mu)t_z \quad (5.63)$$

$$t_7 = \mu t_z \quad (5.64)$$

onde $0 \leq \mu \leq 1$.

A sequência de aplicação dos vetores de tensão é escolhida de forma a minimizar o número de chaveamentos durante o período de amostragem.

5.5 Análise do fluxo de potência

De forma a determinar as regiões de operação das topologias estudadas, uma análise do fluxo de potência precisa ser feita. p_a e p_b representam a potência instantânea nos barramentos a e b , respectivamente, e seus valores são definidos como:

$$p_a = i_g(v_{g_a0_a} - v_{h_a0_a}) + (i_{l_3} - i_{l_1})(v_{l_a0_a} - v_{h_a0_a}) \quad (5.65)$$

$$p_b = i_g(v_{h_b0_b} - v_{g_b0_b}) + (i_{l_2} - i_{l_3})(v_{l_b0_b} - v_{h_b0_b}). \quad (5.66)$$

Essas potências instantâneas podem também ser escritas em função das potências instantâneas na entrada e na saída dos barramentos CC. Nesse caso, tem-se que:

$$p_a = p_{a_{in}} - p_{a_{out}} \quad (5.67)$$

$$p_b = p_{b_{in}} - p_{b_{out}} \quad (5.68)$$

onde $p_{a_{in}} = i_g(v_{g_a0_a} - v_{h_a0_a})$, $p_{b_{in}} = i_g(v_{h_b0_b} - v_{g_b0_b})$, $p_{a_{out}} = v_{l_1}(i_{l_1} - i_{l_3})$ e $p_{b_{out}} = v_{l_2}(i_{l_2} - i_{l_3})$.

p_{in} e p_{out} representam as potências instantâneas na entrada e na saída do sistema, respectivamente, e são dadas por:

$$p_{in} = p_{a_{in}} + p_{b_{in}} \quad (5.69)$$

$$p_{out} = p_{a_{out}} + p_{b_{out}} = v_{l_1}i_{l_1} + v_{l_2}i_{l_2} + v_{l_3}i_{l_3} \quad (5.70)$$

onde p_{in} é igual a $v_g i_g$ e $v_{g_1} i_{g_1} + v_{g_2} i_{g_2}$ para as configurações 6LTL e 6LTB, respectivamente.

As frações da potência média na saída processada pelos conversores a ($P_{a_{out}}$) e b ($P_{b_{out}}$) podem ser calculadas. $P_{a_{out}}$ e $P_{b_{out}}$ são os valores médios de $p_{a_{out}}$ e $p_{b_{out}}$,

respectivamente. A potência média na saída do sistema é representada por P_{out} . As seguintes equações representam P_{out} , P_{aout} e P_{bout} :

$$P_{out} = \frac{3V_l I_l}{2} \cos \varphi \quad (5.71)$$

$$P_{aout} = \frac{V_l I_l}{2} \left(1,5 \cos \varphi - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \varphi \right) \quad (5.72)$$

$$P_{bout} = \frac{V_l I_l}{2} \left(1,5 \cos \varphi + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \varphi \right) \quad (5.73)$$

onde V_l e I_l são as amplitudes das tensões e correntes na carga (considerando que essas grandezas são balanceadas), respectivamente, e φ é o ângulo do fator de potência da carga RL.

Como pode ser visto, P_{aout} e P_{bout} são influenciados pelo fator de potência da carga. Quando $\cos \varphi$ é igual a um, $P_{aout} = P_{bout}$. Quando $\cos \varphi$ diminui, a fração de potência na saída processada pelo conversor a diminui, enquanto o oposto acontece com a potência processada pelo conversor b . A carga é considerada indutiva em todas as análises aqui apresentadas.

As frações da potência média na entrada processada pelos conversores a (P_{ain}) e b (P_{bin}) são iguais aos valores médios de p_{ain} e p_{bin} . Para obter os limites de operação da topologia 6LTL, simulações de regime permanente do conversor foram feitas considerando vários valores de $\cos \varphi$, índice de modulação da tensão da rede elétrica e θ . Para cada situação, foi observado se os graus de liberdade das estratégias PWM puderam garantir valores positivos e negativos de $P_a = P_{ain} - P_{aout}$ (v_{C_a} só pode ser regulado quando isso é possível). Após isso, resultados de simulação do controle foram feitos e os resultados estiveram de acordo com as conclusões obtidas por meio das simulações de regime permanente.

Na Figura 5.9 são mostradas as potências médias mínimas e máximas no barramento a (P_a) versus E_g para a topologia 6LTL com $\theta = -75^\circ$ e -45° e vários valores de $\cos \varphi$. $v_{C_a} = v_{C_b} = 0,6$ pu, $v_g = 1/\theta \pm 20\%$ pu, $v_{l_1} = 0,5/0^\circ$ pu, $v_{l_2} = 0,5/-120^\circ$ pu. Como pode-se observar, a PWM consegue carregar o barramento a em todas as condições consideradas, pois o P_a máximo é sempre positivo. Entretanto, descarregar o barramento a vai se tornando mais difícil à medida que $\cos \varphi$ diminui e E_g aumenta. Os pontos nos quais o P_a mínimo é positivo significam que naquela condição de operação não é possível descarregar o barramento a e, conseqüentemente, seu controle não é possível. Também foi observado que a descarga do barramento a torna-se mais fácil à medida que θ diminui e se aproxima de -75° .

Tendo em vista que para a topologia 6LTL os valores máximos e mínimos de P_{ain} e P_{bin} dependem das tensões de polo (que devem obedecer as restrições impostas pelas tensões de referência), quando o fator de potência da carga diminui, o controle das tensões nos barramentos CC torna-se mais difícil. Por meio da análise de regime permanente

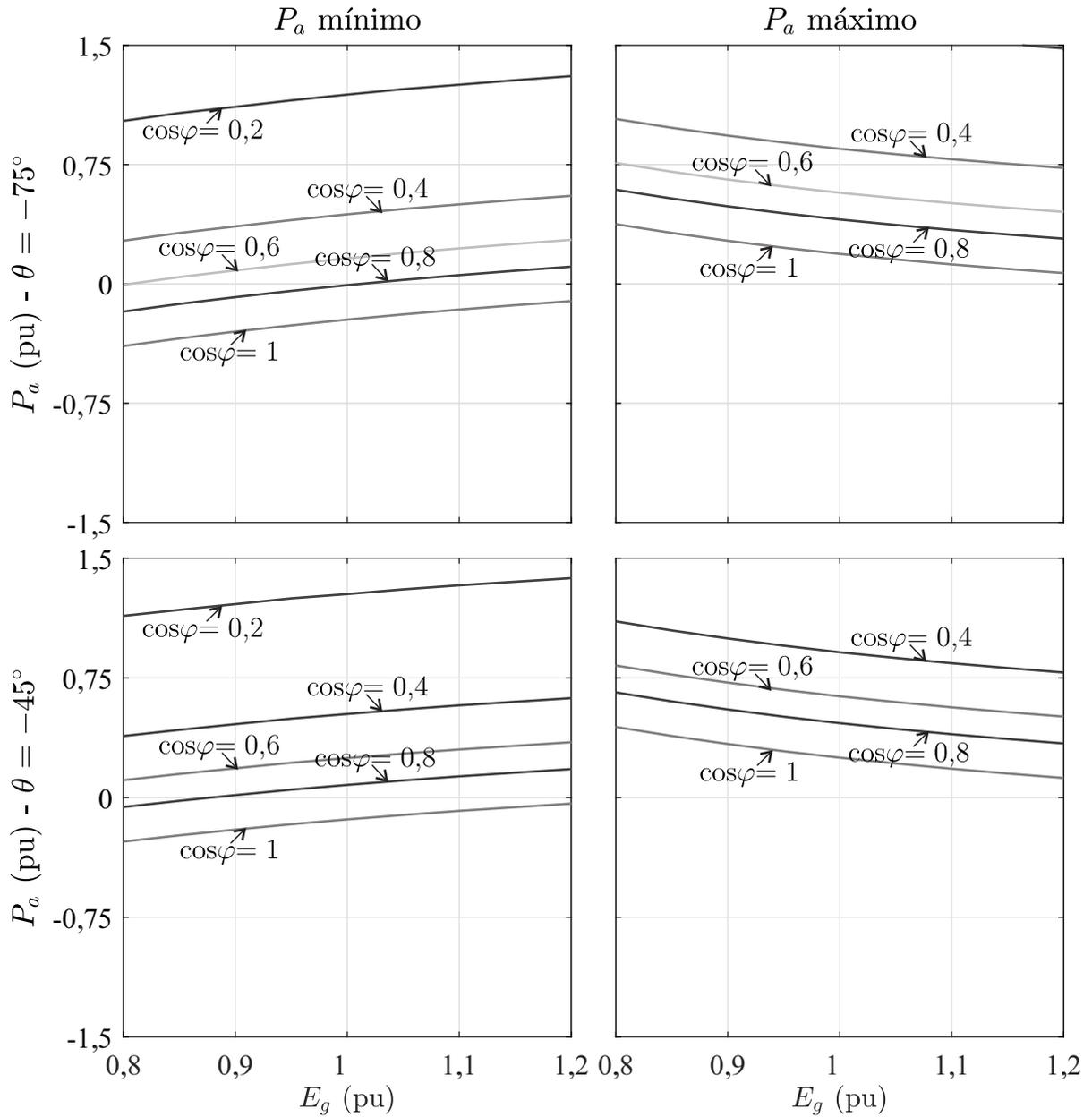


Figura 5.9 – Potências médias mínimas e máximas no barramento a (P_a) versus E_g para vários valores de $\cos\phi$ e θ - conversor 6LTL com $v_{C_a} = v_{C_b} = 0,6$ pu, $v_g = 1/\theta \pm 20\%$ pu, $v_{l_1} = 0,5/0^\circ$ pu, $v_{l_2} = 0,5/-120^\circ$ pu.

realizada com $v_{C_a} = v_{C_b} = 0,6$ pu, $v_g = 1/\theta \pm 20\%$ pu, $v_{l_1} = 0,5/0^\circ$ pu, $v_{l_2} = 0,5/-120^\circ$ pu e $\theta = -75,52^\circ$, as tensões nos barramentos CC dessa topologia podem ser controladas desde que $\cos \varphi \geq 0,93$.

Três graus de liberdade das técnicas PWM (μ_{h_a} , μ_{h_b} e μ_{xg}) são utilizados na regulação das tensões nos barramentos CC da configuração 6LTL. Essas variáveis influenciam as tensões de polo de referência e, portanto, a potência instantânea de cada barramento CC. Usando a PWM escalar, os barramentos CC podem ser regulados desde que $\cos \varphi \geq 0,93$. A PWM híbrida sintetiza as tensões utilizando níveis de tensão otimizados e impõe mais restrições aos valores das tensões de polo de referência. Como resultado, essa estratégia consegue apenas regular as tensões nos barramentos CC quando o fator de potência da carga é próximo de um.

Considerando a topologia 6LTB, tem-se que:

$$P_{a_{in}} = \frac{V_{g1} I_{g1}}{2} \cos \phi_1 \quad (5.74)$$

$$P_{b_{in}} = \frac{V_{g2} I_{g2}}{2} \cos \phi_2 \quad (5.75)$$

onde V_{g1} , V_{g2} , I_{g1} e I_{g2} são as amplitudes de v_{g1} , v_{g2} , i_{g1} e i_{g2} , respectivamente, e ϕ_1 e ϕ_2 são os ângulos entre v_{g1} e i_{g1} e v_{g2} e i_{g2} , respectivamente.

Conseqüentemente, esse conversor pode operar para qualquer valor de $\cos \varphi$ porque cada barramento CC é controlado usando uma corrente diferente. As amplitudes de i_{g1} e i_{g2} tornam-se mais diferentes quando o fator de potência da carga diminui (se $\cos \varphi = 1$, $I_{g1} = I_{g2}$).

5.6 Sistemas de controle

O diagrama de controle da configuração 6LTL é mostrado na Figura 5.10. Esse sistema de controle tem semelhanças com o utilizado pelas topologias 6L, 6L1D e 6L2D no Capítulo 2. R_{C_m} é um controlador PI que recebe o erro $v_{C_m}^* - v_{C_m}$ e gera a amplitude da referência de i_g^* (I_g^*). A corrente de referência é calculada pelo bloco S_{in} , que sincroniza i_g^* e e_g para garantir que o fator de potência visto pela rede elétrica seja unitário.

O controlador R_{i_g} recebe o erro $i_g^* - i_g$ e gera a tensão de referência v_g^* usando um controlador de sequência dupla [86]. Além do controle de v_{C_m} , v_{C_a} e v_{C_b} precisam ser balanceados. Usando o erro $E_{v_{C_a}} = v_{C_a}^* - v_{C_a}$ e o valor de i_g , o bloco *Modo PWM* seleciona a técnica PWM e os três graus de liberdade da estratégia (μ_{xg} , μ_{h_a} e μ_{h_b}) que devem ser utilizados para regular v_{C_a} . O bloco *Modo PWM* é detalhado na Figura 5.11.

O fluxograma do bloco *Modo PWM* é dividido em três passos:

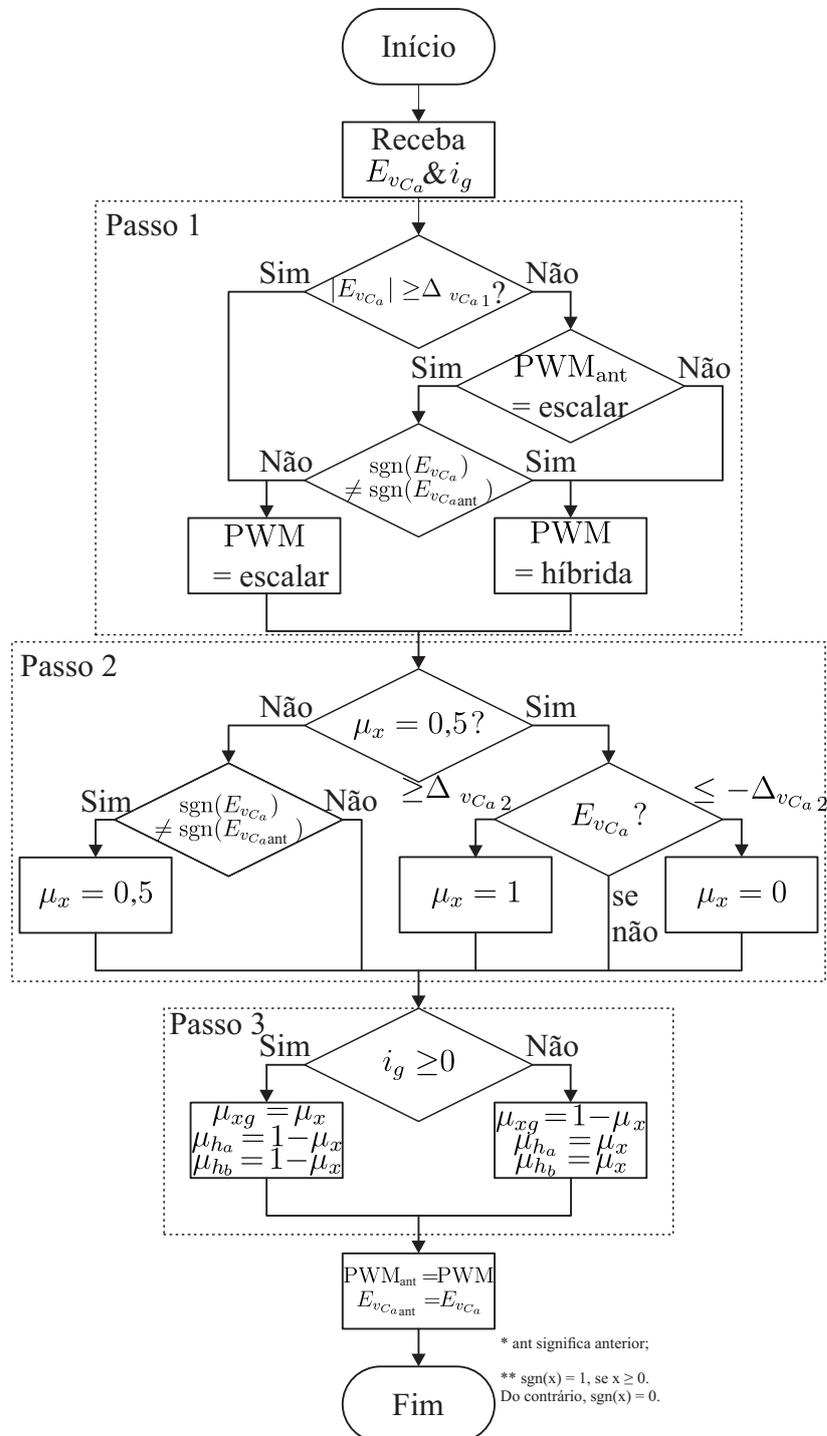


Figura 5.11 – Bloco *Modo PWM*.

$$i_g < 0, \mu_{xg} = 1 - \mu_x \text{ e } \mu_{h_a} = \mu_{h_b} = \mu_x.$$

O bloco *Estratégia PWM* recebe as tensões de referência, a técnica PWM selecionada e os graus de liberdade da estratégia (μ_{xg} , μ_{h_a} e μ_{h_b}) e então gera os estados das chaves. A Figura 5.12 mostra o fluxograma da implementação da PWM e da geração de q_{w_u} usando as tensões de polo de referência $v_{w_u0_u}$ e a portadora triangular.

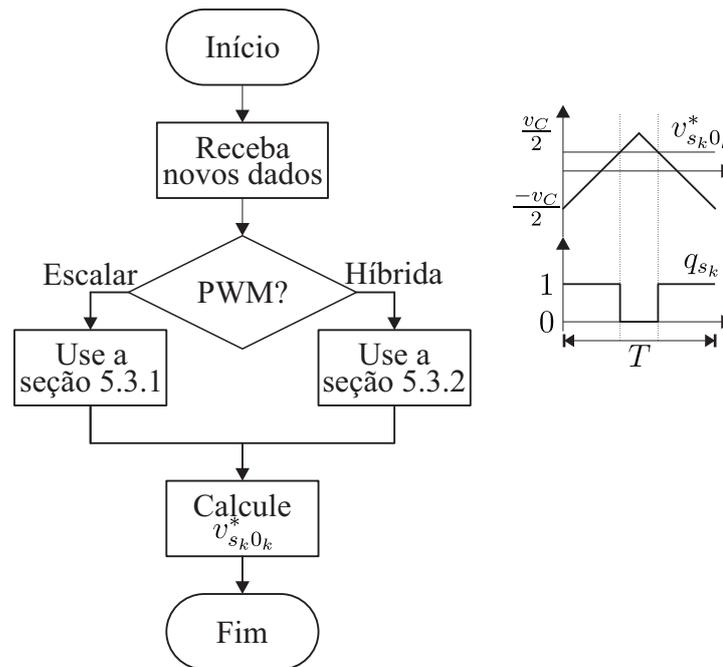


Figura 5.12 – Bloco *Estratégia PWM*.

O diagrama de controle da configuração 6LTB é mostrado na Figura 5.13. A estratégia de controle do conversor 6LTB é semelhante ao controle da configuração 6LTL, porém as tensões de cada barramento CC são controladas utilizando correntes independentes (i_{g_1} e i_{g_2}). Os controladores PI R_{C_a} e R_{C_b} são utilizados para controlar v_{C_a} e v_{C_b} , respectivamente, gerando as amplitudes das correntes de referência $i_{g_1}^*$ e $i_{g_2}^*$ ($I_{g_1}^*$ e $I_{g_2}^*$, respectivamente). As correntes de referência são calculadas por blocos S_{in} que sincronizam $i_{g_1}^*$ e $i_{g_2}^*$ a e_g para que o fator de potência visto pela rede elétrica seja unitário. Dois controladores de sequência dupla R_{i_g} são utilizados para controlar i_{g_1} e i_{g_2} , gerando as tensões de referência $v_{g_1}^*$ e $v_{g_2}^*$. A estratégia PWM vetorial é então utilizada para gerar os sinais de gatilho para as chaves. Como a tensão de cada barramento CC é controlada individualmente por um controlador PI, a regulação da tensão por meio de uma histerese não é necessária.

5.7 Comparações das configurações

Nesta seção, uma análise comparativa das topologias 4LTL, 6LTL e 6LTB é feita com base nas distorções harmônicas e nas perdas nos semicondutores. As simulações foram

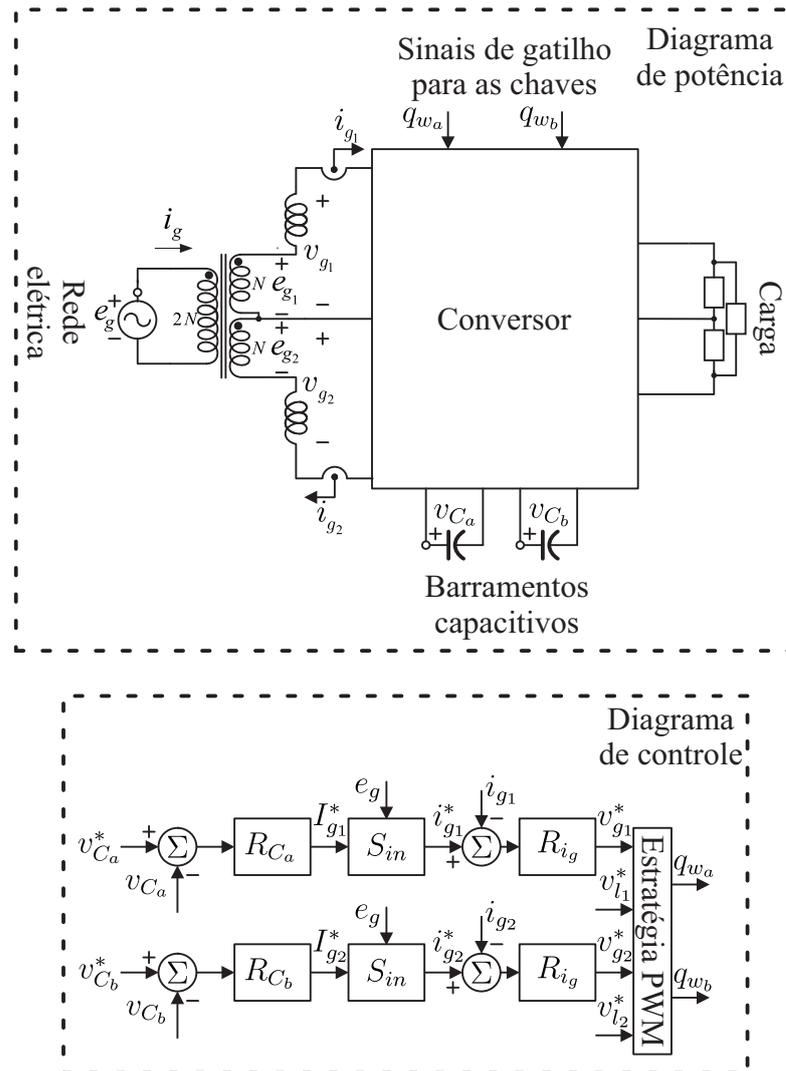


Figura 5.13 – Visão geral do controle da configuração 6LTB.

feitas em malha aberta (sem considerar o controle das tensões nos barramentos CC). Os parâmetros utilizados na comparação estão listados na Tabela 5.3.

Tabela 5.3 – Parâmetros utilizados na comparação das configurações 4LTL, 6LTL e 6LTB

Parâmetro		Valor
Tensão da rede elétrica	E_g	208,95 V(rms)
Tensão de referência na carga	V_l^*	109,95 V(rms)
Tensão nos barramentos CC	v_{C_a}/v_{C_b}	155,5 V (6LTL e 6LTB)
	v_C	311 V (4LTL)
Frequências da rede elétrica e na carga	f_g/f_l	60/60 Hz
Frequência de amostragem	f_s	10,02 kHz
Fator de potência da carga	$\cos \varphi$	0,95
Potência de saída na carga	P_l	1500 W
Impedância da rede elétrica	Z_g	$0,2Z_b^*$

* Z_b é a impedância de base.

A configuração 4LTL foi simulada utilizando uma das técnicas de modulação PWM

propostas em [56] (método III com $\mu_g = 0,5$). A configuração 6LTB foi simulada utilizando a técnica PWM vetorial. Seus vetores de tensão foram aplicados simetricamente com relação a metade do período de amostragem e a variável μ foi igual a 0, 0,5 e 1 ($\mu = 0$ e $\mu = 1$ geram os mesmos resultados). A PWM híbrida foi utilizada pelo conversor 6LTL com $\mu_{hb} = \mu_{ha} = 0,5$. Os casos com μ_{xg} igual a 0, 0,5 e 1 ($\mu_{xg} = 0$ e $\mu_{xg} = 1$ geram os mesmos resultados) foram avaliados.

5.7.1 Distorções harmônicas

As curvas nas Figuras 5.14, 5.15 e 5.16 mostram as tensões geradas pelas topologias 4LTL, 6LTB e 6LTL, respectivamente.

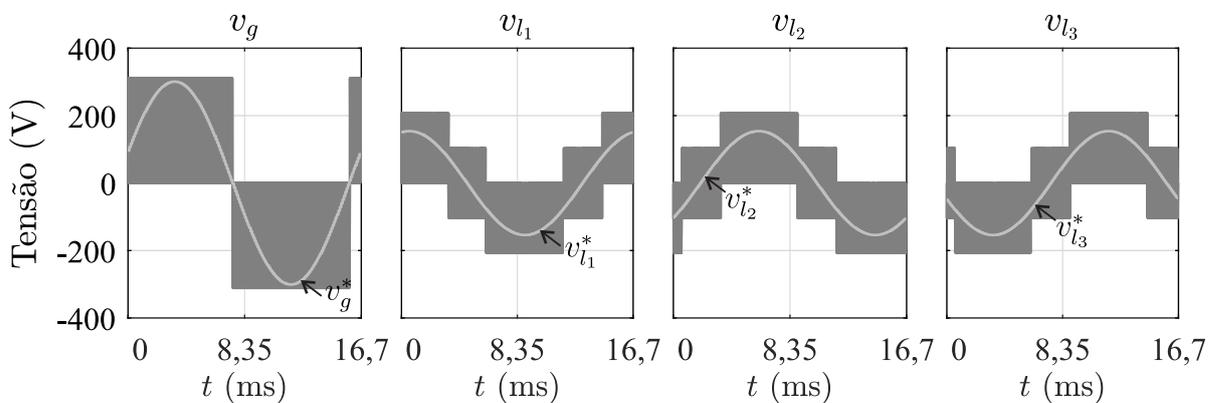


Figura 5.14 – Tensões geradas pela configuração 4LTL.

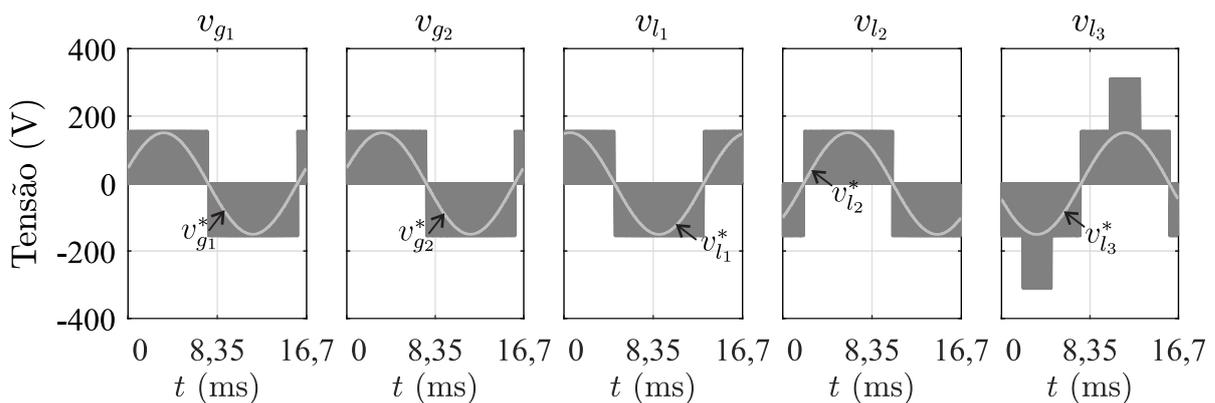


Figura 5.15 – Tensões geradas pela configuração 6LTB.

As distorções harmônicas foram calculadas utilizando a WTHD das tensões geradas pelos conversores, assim como nos demais capítulos deste trabalho.

A topologia 6LTL gera a tensão do lado da rede elétrica (v_g) com até cinco níveis, enquanto as topologias 4LTL e 6LTB a geram com até três níveis. Conseqüentemente, a topologia 6LTL sintetizou a tensão v_g com a menor distorção harmônica. Isso pode ser visto na Tabela 5.4 que traz a comparação entre as topologias em termos de WTHD (a

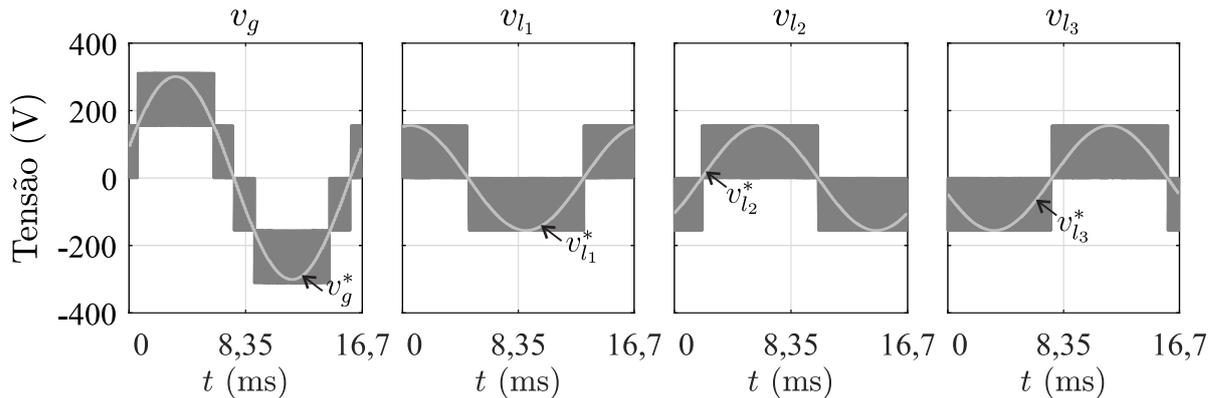


Figura 5.16 – Tensões geradas pela configuração 6LTL.

WTHD de $v_{g1} + v_{g2}$ foi calculada para a topologia 6LTB, enquanto a WTHD de v_g foi calculada para as demais topologias). Além disso, a distorção harmônica de v_{l3} foi menor quando a configuração 6LTL foi utilizada, embora as topologias 4LTL e 6LTB gerem essa tensão com mais níveis. Isso acontece porque a configuração 6LTL gera v_{l3} usando apenas os níveis mais próximos do valor de referência, enquanto as topologias 4LTL e 6LTB utilizam níveis distantes na geração dessa tensão.

Por outro lado, as distorções de v_{l1} e v_{l2} foram menores quando a topologia 6LTB com $\mu = 0,5$ foi utilizada. Isso acontece porque, quando comparada à topologia 4LTL, a topologia 6LTB com $\mu = 0,5$ sintetiza essas tensões usando níveis mais próximos do valor de referência. Já, quando comparada à configuração 6LTL ou a topologia 6LTB com $\mu = 0$ ou 1, a topologia 6LTB com $\mu = 0,5$ possui chaves operando com maior frequência de chaveamento.

Tabela 5.4 – WTHDs das tensões geradas (%) pelas configurações 4LTL, 6LTB e 6LTL

Conversor	v_g ou $v_{g1} + v_{g2}$	v_{l1}	v_{l2}	v_{l3}
4LTL ($\mu_g = 0,5$)	0,13	0,29	0,29	0,27
6LTL ($\mu_{xg} = 0$ ou 1)	0,13	0,23	0,23	0,20
6LTL ($\mu_{xg} = 0,5$)	0,10	0,23	0,23	0,20
6LTB ($\mu = 0$ ou 1)	0,25	0,23	0,23	0,24
6LTB ($\mu = 0,5$)	0,24	0,22	0,22	0,23

Como dito anteriormente, a topologia 6LTB é composta por dois conversores 3L independentes e foi simulada usando a PWM vetorial. Dado que $v_{l3} = -(v_{l1} + v_{l2})$, a sequência de aplicação dos vetores influencia a distorção harmônica v_{l3} . Durante as simulações, ambos os conversores 3L operam com a mesma sequência de aplicação dos setores. Nesse caso, a WTHD de v_{l3} foi similar às WTHDs de v_{l1} e v_{l2} . Quando esses conversores operam com as sequências de aplicação dos vetores opostas, a WTHD de $v_{g1} + v_{g2}$ é reduzida, enquanto a WTHD de v_{l3} é aumentada. Esse caso pode ser utilizado quando diminuir a distorção harmônica da corrente da rede elétrica aumentando a WTHD

de v_{l_3} for aceitável.

Considerando a topologia 6LTL, a WTHD de v_{l_3} foi menor que as WTHDs de v_{l_1} e v_{l_2} . O conversor 6LTL com $\mu_{xg} = 0,5$ gerou os melhores resultados em termos da distorção harmônica da tensão do lado da rede elétrica. A Figura 5.17 mostra a distorção harmônica de v_g versus μ_{xg} quando $f_s = 10,02$ kHz e a PWM híbrida é utilizada. Como pode ser observado, $\mu_{xg} = 0,5$ minimiza a WTHD de v_g .

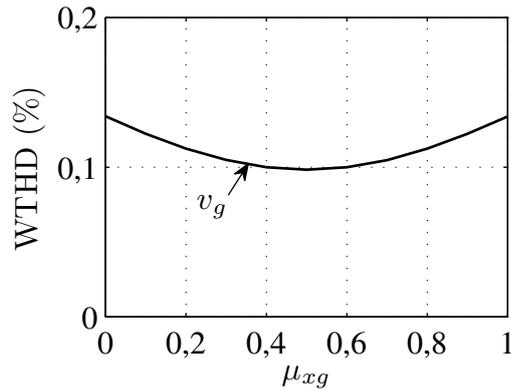


Figura 5.17 – WTHD de v_g (%) versus μ_{xg} para a configuração 6LTL operando com a PWM híbrida.

A Figura 5.18 mostra o efeito de μ_{xg} no v_{gab} sintetizado durante o período de amostragem T quando $v_{gab}^* = v_C/2$ ($v_{C_a} = v_{C_b}$). Quando $\mu_{xg} = 1$, a frequência de v_{gab} é metade da frequência quando $\mu_{xg} = 0,75$ ou $0,5$ (o mesmo acontece quando $\mu_{xg} = 0$). Essa é a razão pela qual a distorção harmônica de v_g é maior quando $\mu_{xg} = 0$ ou 1 (lembre-se que $v_g = v_{gab} - v_{hab}$). Os pulsos são mais simétricos quando $\mu_{xg} = 0,5$ do que quando $\mu_{xg} = 0,75$ e isso explica porque a WTHD de v_g é minimizada quando $\mu_{xg} = 0,5$.

5.7.2 Perdas nos semicondutores e frequências de chaveamento

Na Tabela 5.5 são especificadas as perdas nos semicondutores por condução, chaveamento e totais (P_{cd} , P_{sw} e P_{to} , respectivamente) das configurações investigadas. Esses resultados foram obtidos nas mesmas condições nas quais foram calculadas as distorções harmônicas. O modelo de perdas foi o mesmo utilizado no Capítulo 2 na comparação das topologias 6L, 6L1D e 6L2D.

As perdas por condução das topologias 6LTB e 6LTL foram iguais, enquanto a topologia 4LTL possuiu as menores perdas por condução por ter menos chaves. A topologia 4LTL teve as maiores perdas por chaveamento porque seu barramento CC possui tensão duas vezes maior que as tensões nos barramentos CC das topologias 6LTB e 6LTL. A configuração 6LTL com $\mu_{xg} = 0$ ou 1 teve as menores perdas por chaveamento, uma vez que a PWM híbrida reduz a frequência de chaveamento do conversor.

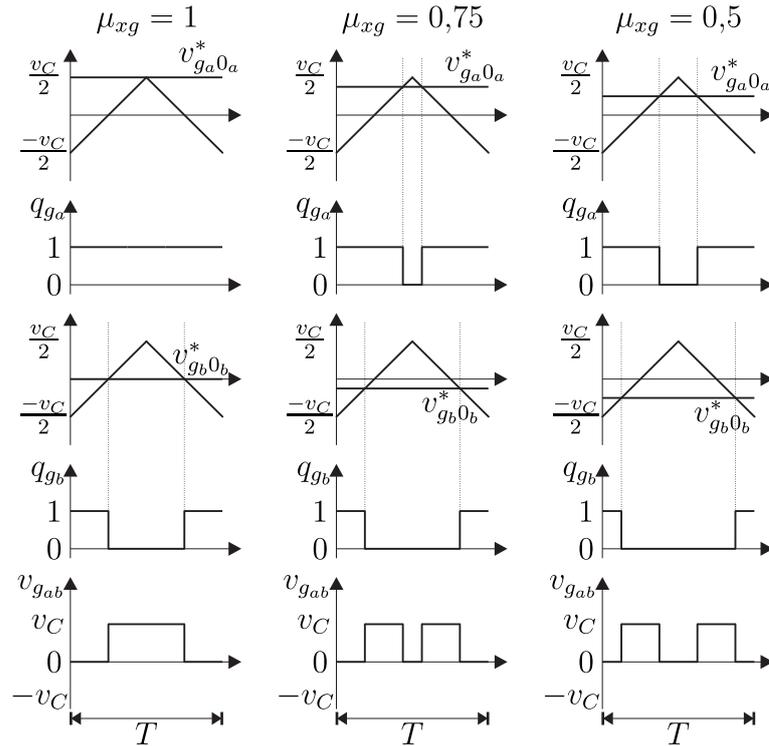


Figura 5.18 – Efeito de μ_{xg} em v_{gab} quando $v_{gab}^* = v_C/2$ ($v_C = v_{C_a} = v_{C_b}$) para a configuração 6LTL.

Tabela 5.5 – Perdas nos semicondutores das configurações 4LTL, 6LTB e 6LTL operando com a mesma frequência de amostragem, normalizadas em relação a P_l

Conversor	P_{cd} (%)	P_{sw} (%)	P_{to} (%)
4LTL ($\mu_g = 0,5$)	1,44	6,23	7,67
6LTL ($\mu_{xg} = 0$ ou 1)	2,95	3,21	6,16
6LTL ($\mu_{xg} = 0,5$)	2,95	3,83	6,78
6LTB ($\mu = 0$ ou 1)	2,95	3,61	6,56
6LTB ($\mu = 0,5$)	2,95	5,30	8,25

Todas as chaves do conversor 4LTL operaram com frequência de chaveamento próxima à frequência de amostragem (10,02 kHz) e isso é mostrado na Tabela 5.6, onde f_{qg} , f_{q1} , f_{q2} , f_{q3} são as frequências médias das chaves dos braços g , 1, 2 e 3, respectivamente. As frequências das chaves dos conversores 6LTB e 6LTL são mostradas na Tabela 5.7, onde f_{w_s} é a frequência média das chaves do braço s do conversor k . Como esperado, a PWM híbrida reduziu a frequência de chaveamento dos braços g_a , g_b , h_a e h_b da topologia 6LTL. As frequências de chaveamento foram ainda menores quando $\mu_{xg} = 0$ ou 1 (consequentemente, as perdas de chaveamento foram ainda menores). A frequência de chaveamento e as perdas da topologia 6LTB foram menores quando o conversor operou com $\mu = 0$ ou 1.

As frequências de amostragem das topologias 6LTB e 6LTL foram reduzidas até que a WTHD média das tensões geradas por esses conversores tornou-se igual à gerada

Tabela 5.6 – Frequências médias de chaveamento dos semicondutores da configuração 4LTL (kHz)

f_{qg}	f_{q1}	f_{q2}	f_{q3}
10,05	9,81	9,93	10,05

Tabela 5.7 – Frequências médias de chaveamento dos semicondutores das configurações 6LTL e 6LTB (kHz)

Conversor	f_{ga}	f_{la}	f_{ha}	f_{gb}	f_{lb}	f_{hb}
6LTL ($\mu_{xg} = 0$ ou 1)	3,51	9,99	3,21	3,63	10,05	3,33
6LTL ($\mu_{xg} = 0,5$)	6,99	9,99	3,21	6,99	10,05	3,33
6LTB ($\mu = 0$ ou 1)	6,78	6,60	6,69	6,81	6,66	6,66
6LTB ($\mu = 0,5$)	10,02	9,96	9,96	10,02	9,90	9,96

pelo conversor 4LTL. Para os conversores 4LTL e 6LTL, a WTHD média é dada por:

$$\text{WTHD média} = \frac{\text{WTHD de } v_g}{2} + \frac{\text{WTHD de } v_{l_1} + \text{WTHD de } v_{l_2} + \text{WTHD de } v_{l_3}}{6} \quad (5.76)$$

Já para o conversor 6LTB, a WTHD média é dada por:

$$\text{WTHD média} = \frac{\text{WTHD de } v_{g1} + v_{g1}}{2} + \frac{\text{WTHD de } v_{l_1} + \text{WTHD de } v_{l_2} + \text{WTHD de } v_{l_3}}{6} \quad (5.77)$$

Os dados das perdas nos semicondutores nessa situação são apresentados Tabela 5.8. Pode ser observado que a topologia 6LTL teve o melhor desempenho em termos de perdas totais e que o caso com $\mu_{xg} = 0$ ou 1 gerou perdas totais menores que o caso com $\mu_{xg} = 0,5$. As perdas totais da configuração 6LTB com $\mu = 0$ ou 1 foram menores que as da topologia 4LTL.

Tabela 5.8 – Perdas nos semicondutores das configurações 4LTL, 6LTB e 6LTL operando com a mesma WTHD média, normalizadas em relação a P_l

Conversor	P_{cd} (%)	P_{sw} (%)	P_{to} (%)
4LTL ($\mu_g = 0,5$)	1,44	6,23	7,67
6LTL ($\mu_{xg} = 0$ ou 1)	2,95	2,68	5,64
6LTL ($\mu_{xg} = 0,5$)	2,95	2,92	5,87
6LTB ($\mu = 0$ ou 1)	2,95	4,18	7,13
6LTB ($\mu = 0,5$)	2,95	5,83	8,78

5.8 Resultados de simulação e experimentais

Simulações e experimentos foram feitos nas mesmas condições de operação de forma a confirmar as considerações teóricas. Cargas RL foram utilizadas durante os experimentos

e os parâmetros utilizados nos testes estão listados na Tabela 5.9.

Tabela 5.9 – Parâmetros utilizados nas simulações e nos experimentos das configurações 6LTL e 6LTB

Parâmetro		Valor
Tensão da rede elétrica	E_g	95 V
Tensão de referência na carga	V_l^*	47,5 V
Tensões nos barramentos CC	v_{C_a}/v_{C_b}	50 V
Capacitâncias dos barramentos CC	C_a/C_b	2200 μ F
Frequências da rede elétrica e na carga	f_g/f_l	60/60 Hz
Frequência de amostragem	f_s	10 kHz
Indutância da carga	L_l	7 mH
Resistência da carga	R_l	26 Ω (caso 1)
		11 Ω (caso 2)
Potência de saída na carga	P_l	129 W (caso 1)
		291 W (caso 2)
Resistência da rede elétrica	R_g	0,9 Ω
Indutância da rede elétrica	L_g	7 mH

Dois casos foram definidos de acordo com o fator de potência da carga: caso 1 ($\cos \varphi = 0,99$) e caso 2 ($\cos \varphi = 0,97$). Resultados experimentais da topologia 6LTB para o caso 1 são apresentados, enquanto resultados da topologia 6LTL para os casos 1 e 2 são apresentados.

Considerando a topologia 6LTL com o caso 1, o fator de potência da carga é quase unitário. Consequentemente, apenas a PWM híbrida foi utilizado (i.e., o passo 1 do fluxograma do bloco *Modo PWM* não foi utilizada, veja a Figura 5.11). Nessa situação, uma banda de histerese igual a 2% de v_{C_a} controlou v_{C_a} usando μ_x (i.e., $\Delta_{v_{C_a 2}} = 2\%$ de v_{C_a}). A topologia 6LTL com o caso 2 foi implementada usando uma combinação das PWMs escalar e híbrida. Duas bandas de histerese foram utilizadas no controle: uma banda igual a 4% de v_{C_a} selecionou a técnica PWM e uma banda igual a 2% de v_{C_a} selecionou μ_x (i.e., $\Delta_{v_{C_a 1}} = 4\%$ de v_{C_a} e $\Delta_{v_{C_a 2}} = 2\%$ de v_{C_a}). As larguras dessas bandas de histerese foram ajustadas durante os experimentos observando o *ripple* e o ruído da variável desejada (nesse caso, v_{C_a}).

5.8.1 Resultados de simulação

Os resultados de simulação do conversor 6LTB são mostrados na Figura 5.19. Correntes e tensões nos lados do primário e do secundário do transformador estão sincronizados de forma que o fator de potência visto pela rede elétrica é unitário. As correntes da carga trifásica estão balanceadas e as tensões nos barramentos CC estão reguladas adequadamente.

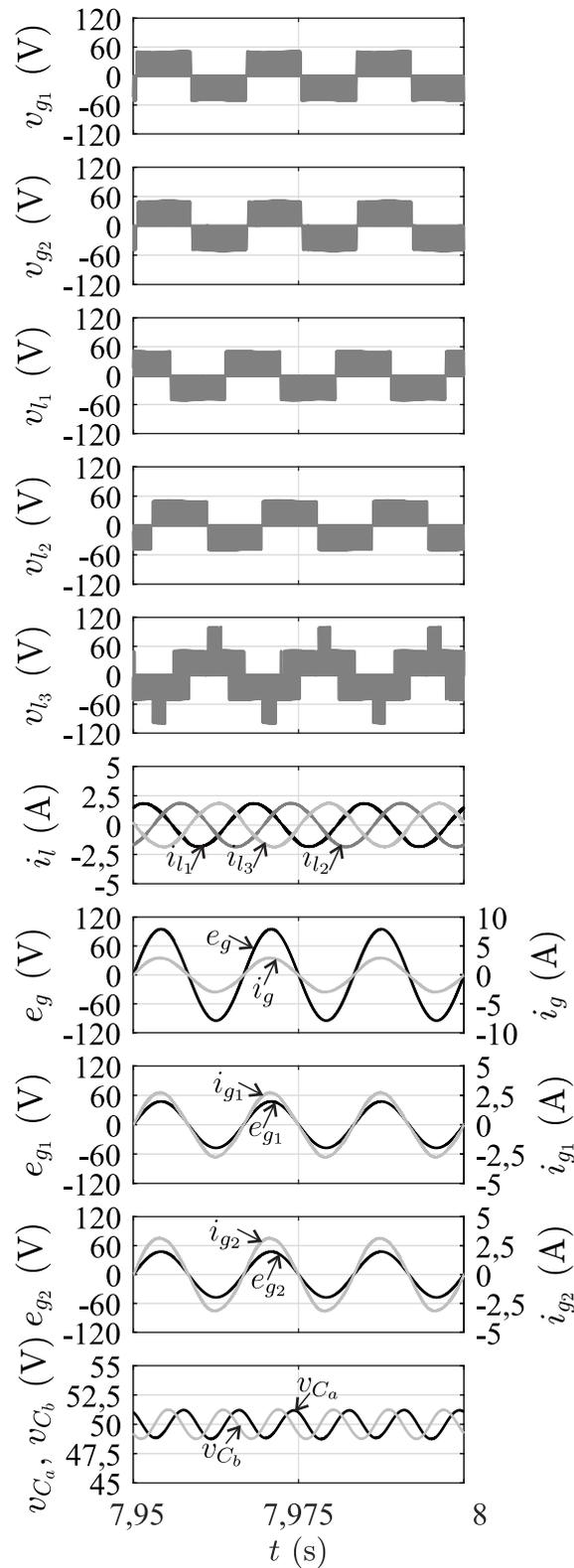


Figura 5.19 – Simulação do controle da configuração 6LTB - caso 1.

A Figura 5.20 mostra os resultados de simulação da topologia 6LTL nos casos 1 e 2. Como apenas a PWM híbrida foi utilizada na primeira situação, v_g utilizou os níveis de tensão de modo ótimo. Na segunda situação, tanto a PWM escalar quanto a híbrida foram utilizadas. Quando o erro de v_{C_a} cruzou a banda de histerese de largura 4% de v_{C_a} , o método escalar foi utilizado até o erro se tornar zero. Como esperado, v_g não utilizou sempre os níveis de forma ótima. Pode-se observar que, em ambas as situações, as tensões nos barramentos CC foram controladas adequadamente e as correntes na carga foram balanceadas. i_g^* e e_g foram sincronizados de forma que o fator de potência visto pela rede elétrica fosse unitário.

Também foram realizadas simulações das topologias durante um afundamento de 15% na amplitude de E_g com os mesmos parâmetros do caso 1. Os resultados são mostrados nas Figuras 5.21 e 5.22 para as configurações 6LTL e 6LTB, respectivamente. Como pode ser observado, o sistema de controle corrigiu as variáveis de interesse.

Simulações das topologias durante uma variação de carga na qual a amplitude da corrente na carga aumentou 42% em relação ao seu valor inicial foram realizadas (Figuras 5.23 e 5.24). Os parâmetros iniciais do sistema foram iguais aos do caso 1. O controle atuou novamente como esperado, corrigindo as variáveis de interesse.

5.8.2 Resultados experimentais

As topologias estudadas foram implementadas no laboratório usando a mesma plataforma experimental apresentada no Capítulo 2.

Os resultados experimentais da topologia 6LTB são mostrados na Figura 5.25. As correntes e tensões no lado do secundário do transformador estiveram sincronizadas e, conseqüentemente, i_g e e_g estiveram também sincronizados de forma que o fator de potência visto pela rede elétrica foi unitário. Além disso, as correntes na carga estiveram balanceadas e as tensões nos barramentos CC foram adequadamente reguladas.

Os resultados experimentais da topologia 6LTL nos casos 1 e 2 são mostrados nas Figuras 5.26 e 5.27, respectivamente. Na primeira situação, apenas a PWM híbrida foi utilizada e, conseqüentemente, v_g foi sintetizado sempre com os níveis de tensão mais próximos. Na segunda situação, tanto a PWM escalar quanto a híbrida foram utilizadas. O método híbrido foi utilizado na maior parte do tempo. Entretanto, quando o erro de v_{C_a} cruzou a banda de histerese de largura 4% de v_{C_a} , o método escalar foi utilizado até o erro tornar-se zero. Considerando ambos os casos, como esperado, i_g e e_g foram sincronizados de forma que o fator de potência visto pela rede elétrica foi unitário, as tensões nos barramentos CC foram reguladas e as correntes na carga estiveram balanceadas.

Os resultados experimentais e de simulação são similares e confirmam as considera-

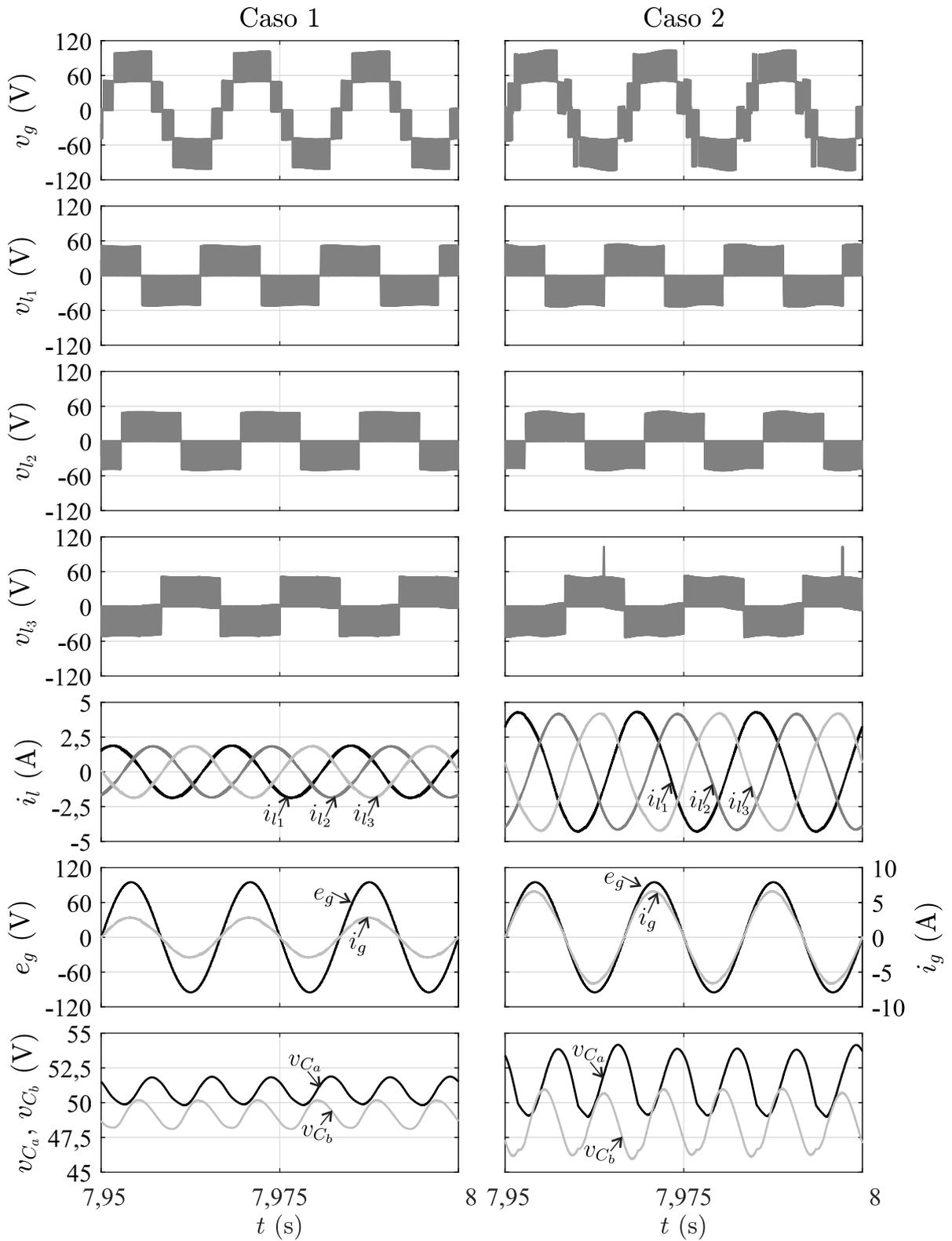


Figura 5.20 – Simulação do controle da configuração 6LTL - casos 1 e 2.

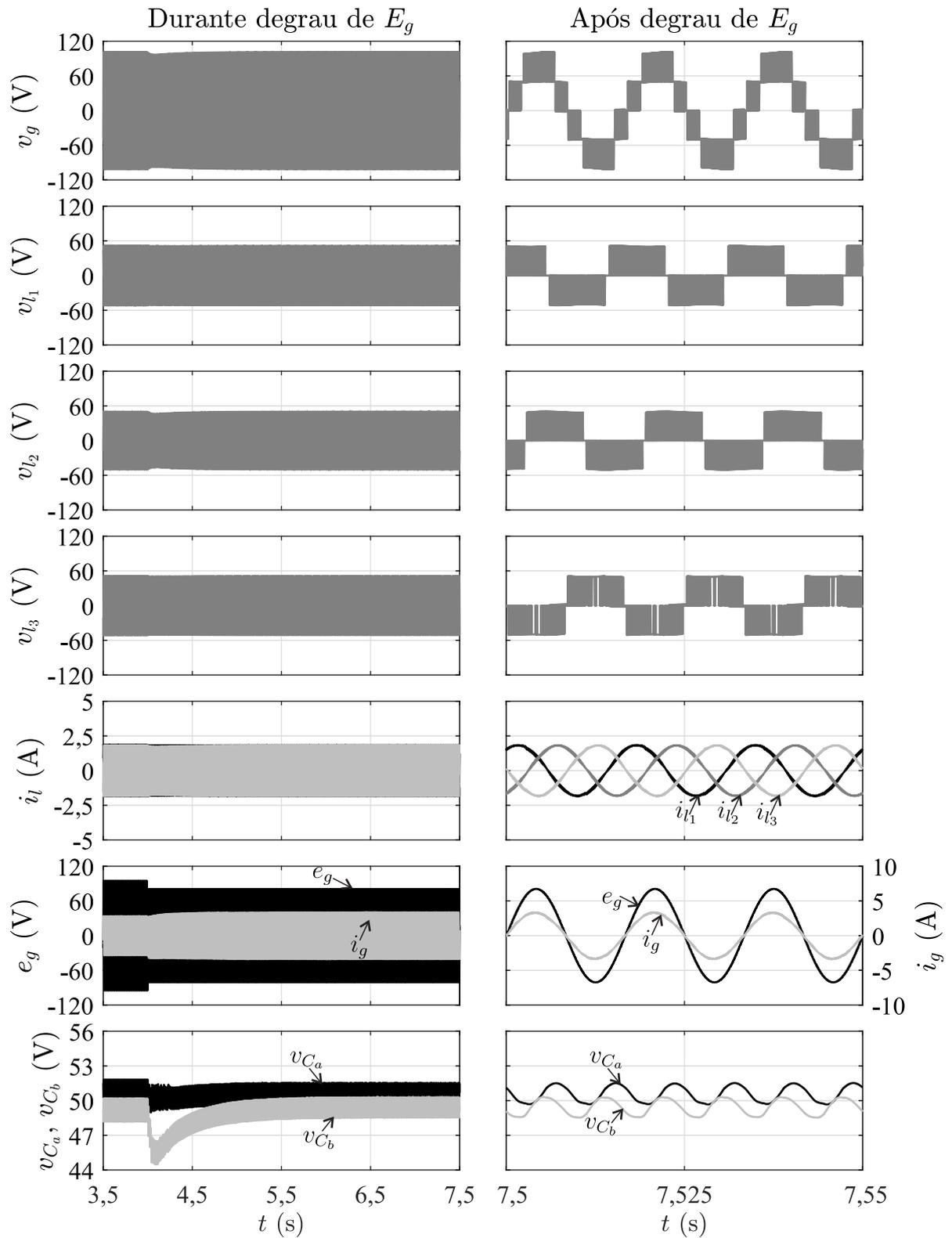


Figura 5.21 – Simulação do controle da configuração 6LTL - afundamento de 15% na amplitude de E_g com os mesmos parâmetros do caso 1.

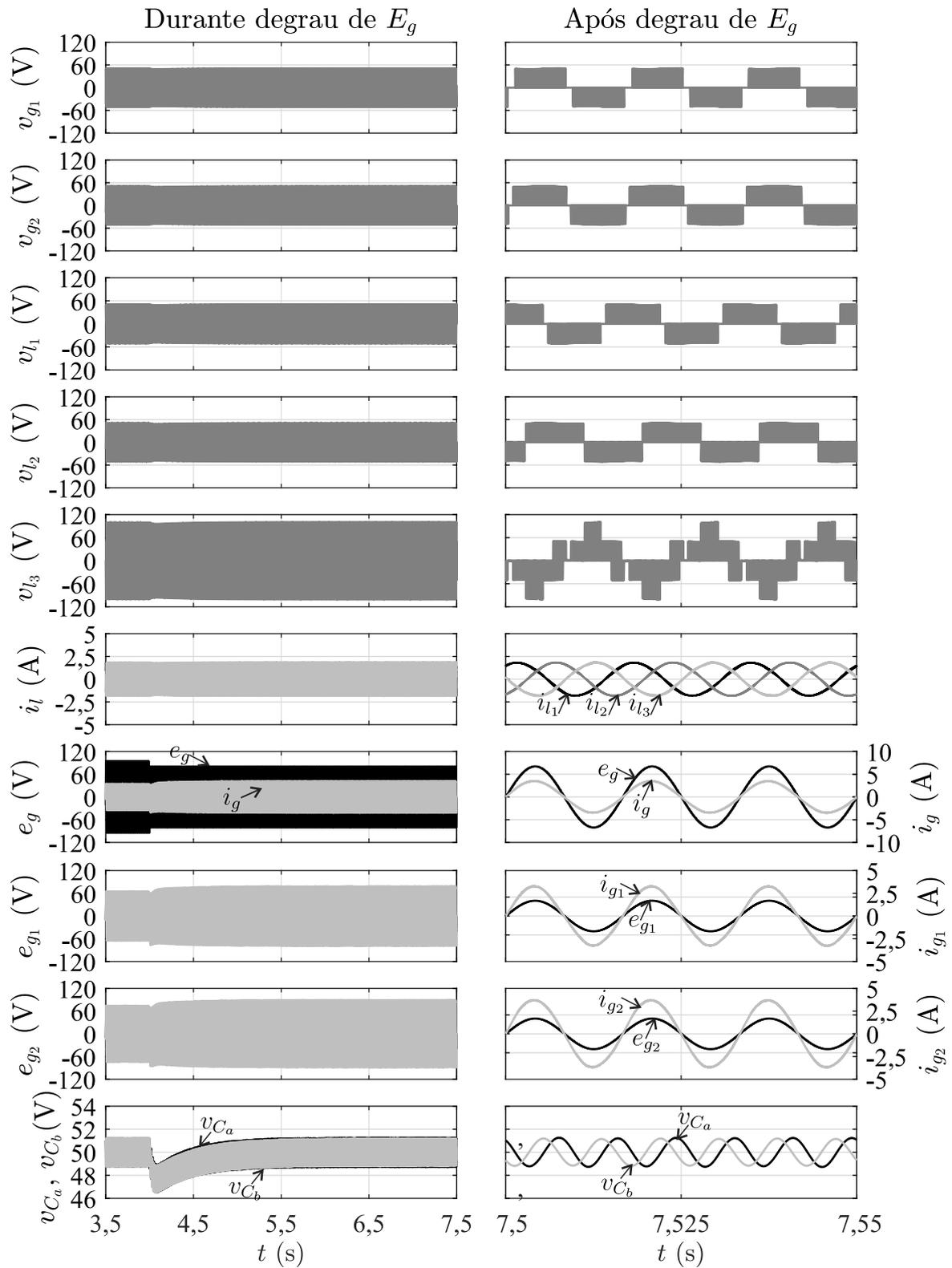


Figura 5.22 – Simulação do controle da configuração 6LTB - afundamento de 15% na amplitude de E_g com os mesmos parâmetros do caso 1.

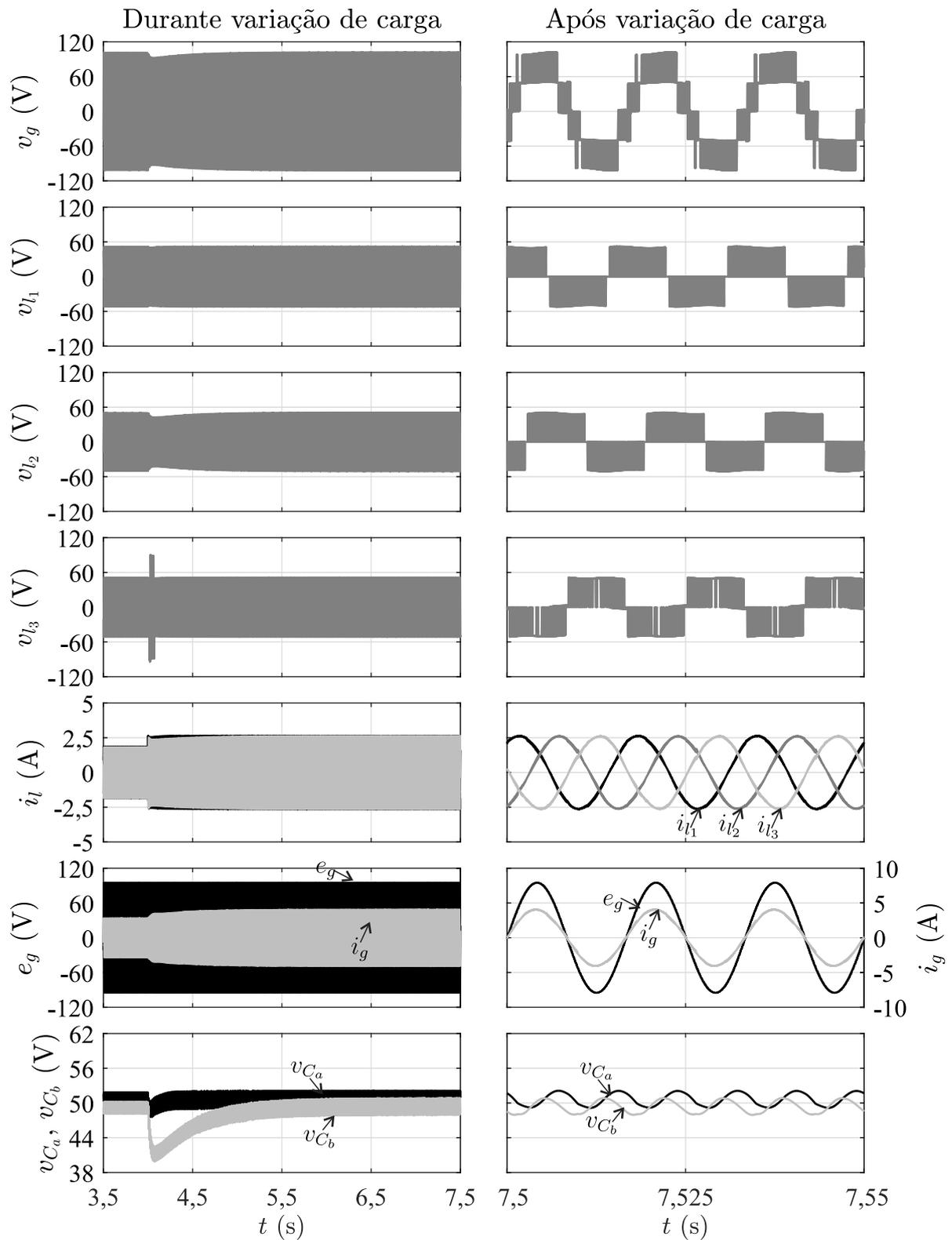


Figura 5.23 – Simulação do controle da configuração 6LTL - variação de carga na qual a amplitude da corrente na carga aumenta 42% em relação ao seu valor no caso 1.

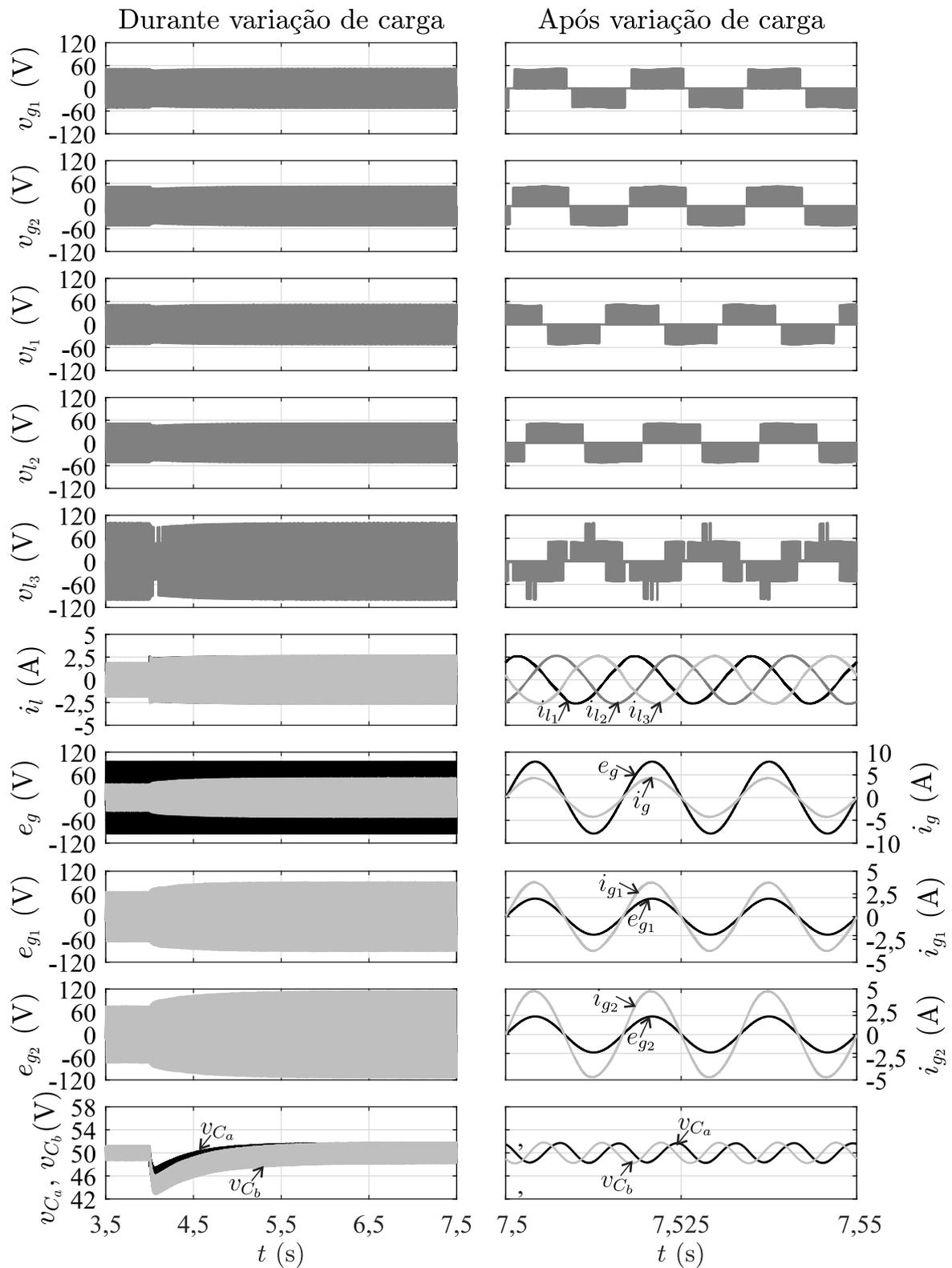


Figura 5.24 – Simulação do controle da configuração 6LTB - variação de carga na qual a amplitude da corrente na carga aumenta 42% em relação ao seu valor no caso 1.

ções teóricas. As técnicas PWM sintetizaram as tensões na carga corretamente e, portanto, as correntes foram senoidais com baixa distorção harmônica, uma vez que a carga trifásica era RL. As técnicas de controle conseguiram regular as tensões nos barramentos CC e garantir que o fator de potência visto pela rede elétrica fosse unitário.

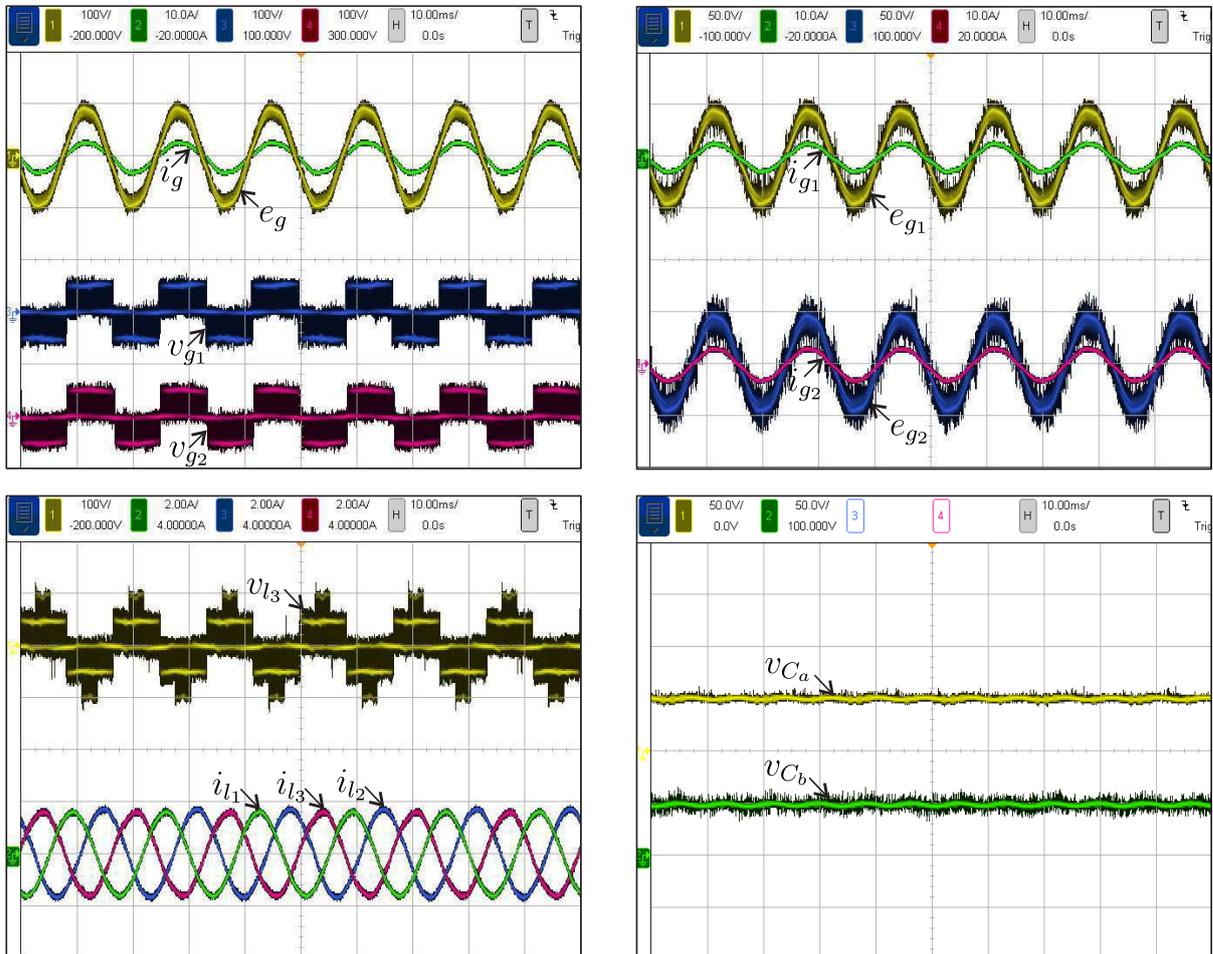


Figura 5.25 – Resultados experimentais da configuração 6LTB - caso 1 (e_g , v_{g1} , v_{g2} e v_{l3} com 100 volts/divisão, i_g , i_{g1} e i_{g2} com 10 amperes/divisão, e_{g1} e e_{g2} com 50 volts/divisão, i_{l1} , i_{l2} e i_{l3} com 2 amperes/divisão e v_{C_a} e v_{C_b} com 50 volts/divisão).

5.9 Conclusões

Dois conversores CA/CC/CA monofásicos/trifásicos bidirecionais compostos por dois conversores 3L foram estudados neste capítulo. Essas topologias utilizam uma rede elétrica monofásica para alimentar uma carga trifásica e são mais adequadas quando a amplitude da tensão na carga é igual a aproximadamente metade da amplitude da tensão da rede elétrica e as frequências fundamentais das variáveis da rede elétrica e na carga são iguais (esse cenário foi utilizado nas análises).

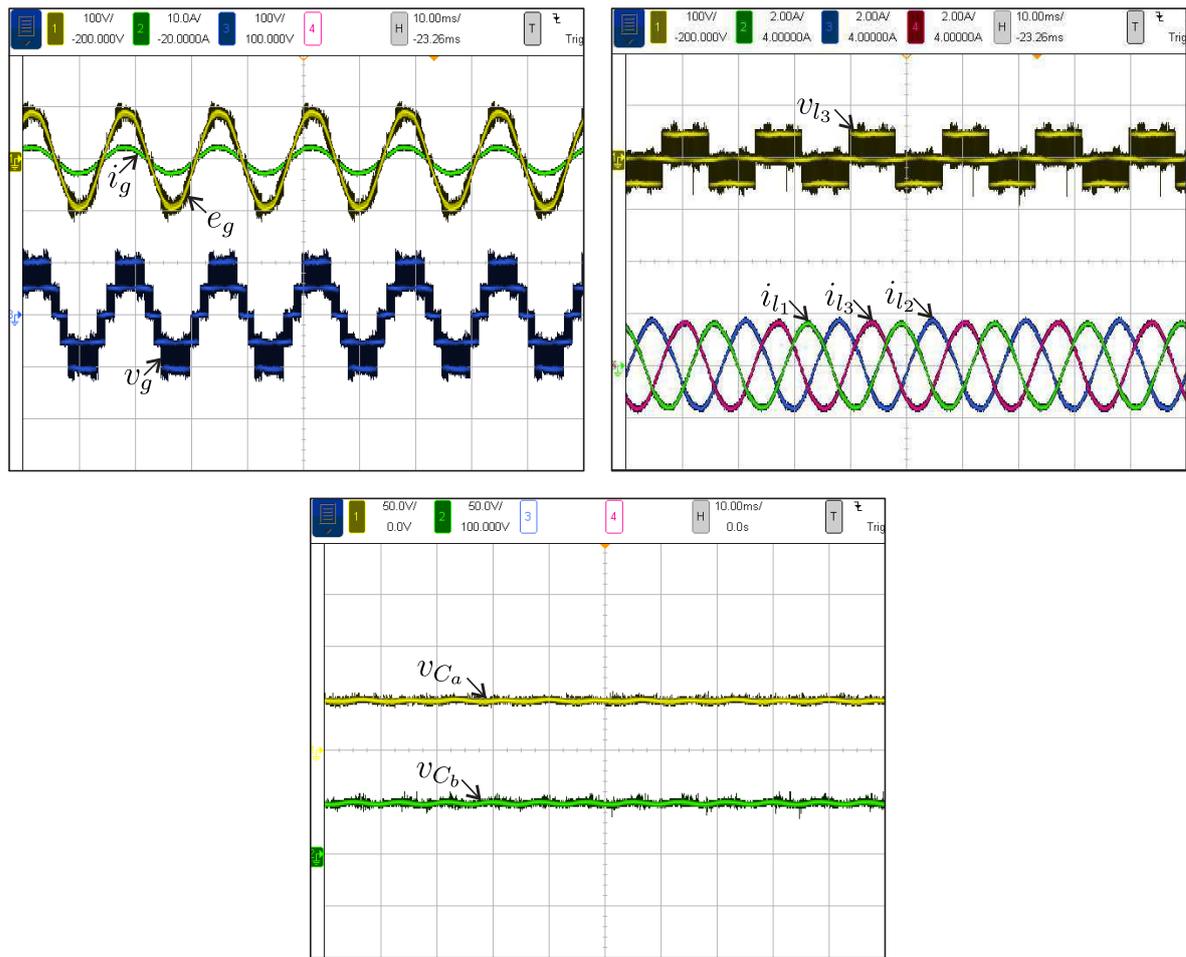


Figura 5.26 – Resultados experimentais da configuração 6LTL - caso 1 (e_g , v_g e v_{l3} com 100 volts/divisão, i_g com 10 amperes/divisão, i_{l1} , i_{l2} e i_{l3} com 2 amperes/divisão e v_{C_a} e v_{C_b} com 50 volts/divisão).

A topologia 6LTB utiliza um transformador com enrolamentos secundários biflares, enquanto que a topologia 6LTL não utiliza transformador. Os modelos dos sistemas, técnicas PWM e estratégias de controle para os sistemas 6LTL e 6LTB foram apresentados. As topologias propostas foram comparadas à topologia 4LTL, abordada previamente na literatura, em termos da tensão nos barramentos CC, distorções harmônicas das tensões geradas e perdas nos semicondutores.

Comparados à configuração 4LTL, os sistemas 6LTB e 6LTL diminuem as tensões e a potência processada pelas chaves, a distorção harmônica total das tensões geradas quando operando com a mesma frequência de amostragem e as perdas por chaveamento e totais. Comparado ao conversor 6LTB, o conversor 6LTL possui menores perdas totais e menor distorção harmônica da tensão gerada do lado da rede elétrica.

A análise de regime permanente da potência nos barramentos CC foi feita. Com isso, foi visto que a topologia 6LTL é apenas viável para aplicações nas quais a carga possui fator de potência alto. A topologia 6LTB mostrou-se a mais viável por não possuir

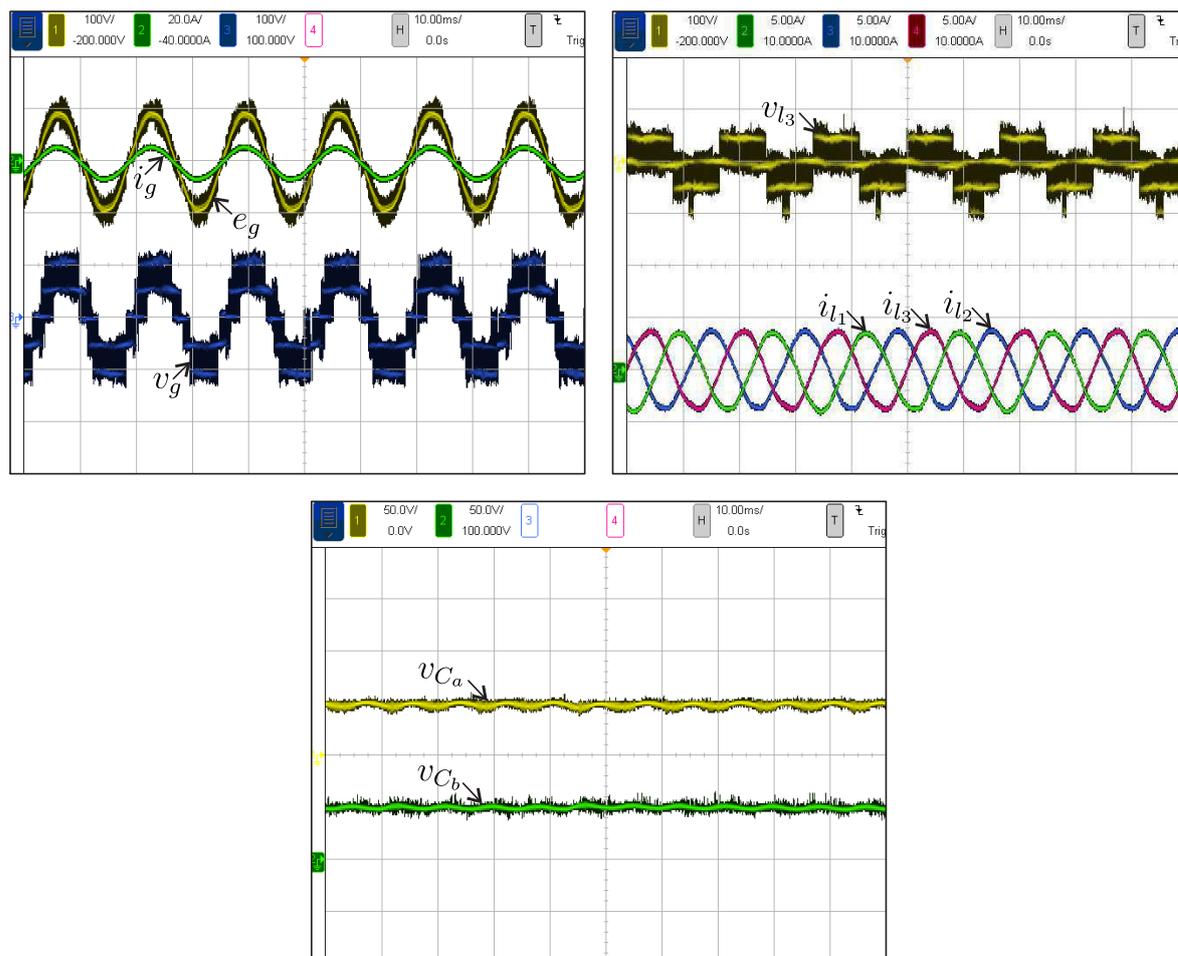


Figura 5.27 – Resultados experimentais da configuração 6LTL - caso 2 (e_g , v_g e v_{l3} com 100 volts/divisão, i_g com 20 amperes/divisão, i_{l1} , i_{l2} e i_{l3} com 5 amperes/divisão e v_{C_a} e v_{C_b} com 50 volts/divisão).

restrições quanto ao fator de potência da carga. Além disso, essa topologia possui técnicas PWM e de controle mais simples.

6

Inversores monofásicos baseados em transformadores em cascata

6.1 Introdução

O trabalho descrito neste capítulo foi aceito para publicação na revista *IEEE Transactions on Industrial Electronics* [91].

VSCs são uma das escolhas preferidas na conversão de energia para aplicações com alta-potência e média tensão. Esses conversores geram tensões com baixa distorção harmônica, além de possuírem alta capacidade de potência e de tensão. De forma a evitar a utilização de várias fontes CC para gerar tensões multiníveis, as tensões geradas pelos semicondutores podem ser colocadas em cascata por meio de transformadores. As relações de espiras dos transformadores podem ser utilizadas para aumentar o número de níveis gerados.

O conversor aqui denominado *conventional cascaded transformers multilevel inverter* ou CTMI-Conv, proposto em [82] e representado na Figura 6.1, possui um único barramento CC e vários transformadores em cascata. O conversor aqui denominado *cascaded shared-leg one dc-link* ou CSL-1D, proposto e generalizado em [75] e representado na Figura 6.2, possui um braço compartilhado, transformadores em cascata e apenas um barramento CC. O CSL-1D gera mais níveis por braço do que o CTMI-Conv, mas possui mais transformadores.

Este trabalho propõe e generaliza um conversor monofásico com dois barramentos CC e dois braços compartilhados. Essa topologia é mostrada na Figura 6.3 e é aqui denominado conversor *cascaded shared-legs two dc-links* ou CSL-2D. Topologias convencionais e propostas utilizam transformadores de baixa frequência. O trabalho [92] também propõe

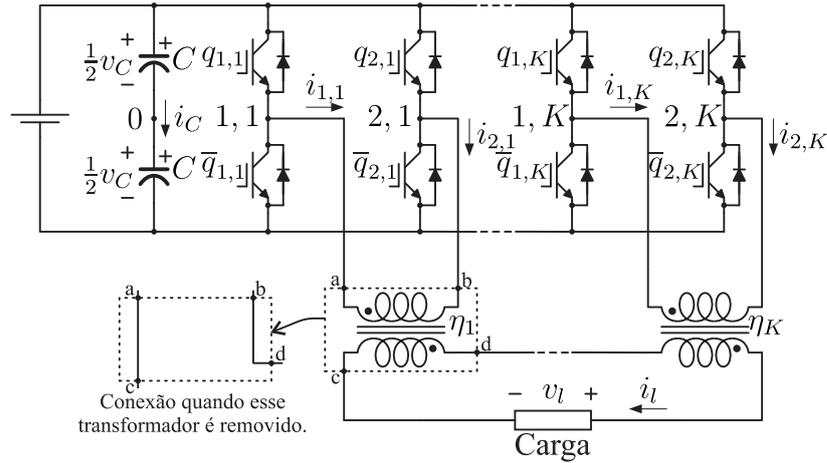


Figura 6.1 – Configuração CTMI-Conv.

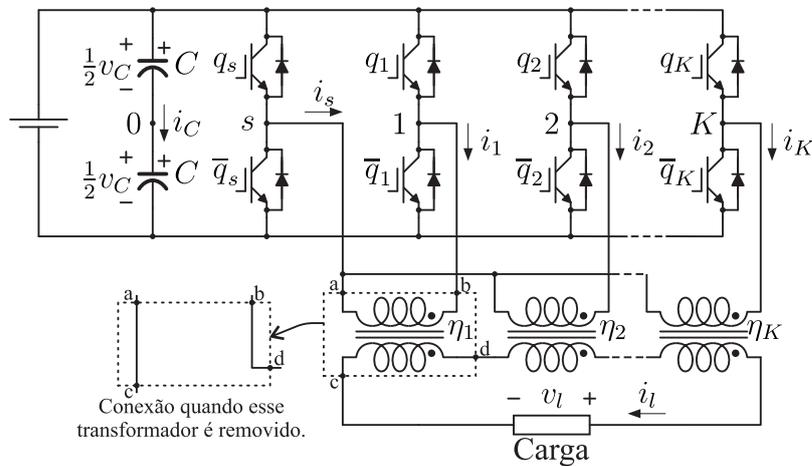


Figura 6.2 – Configuração CSL-1D.

um inversor com transformadores em cascata e dois barramentos CC (um é capacitor flutuante), mas ele possui mais transformadores que o CSL-2D. Todas as análises aqui apresentadas consideram a operação assimétrica das topologias. Isso significa que as relações de espiras dos transformadores e a relação de tensão nos barramentos CC (no caso do CSL-2D) são escolhidas de forma a maximizar o número de níveis das tensões geradas. O transformador que transfere a maior parte da potência para cada topologia é destacado nas Figuras 6.1, 6.2 e 6.3 e pode ser removido quando isolamento não é necessária (as conexões utilizadas quando esse transformador é removido também são representadas nas figuras). Por exemplo, o CSL-2D com seis braços pode operar com um transformador processando apenas 30% da potência na carga.

Exemplos de aplicações possíveis para as topologias estudadas são DVRs e filtros série. Uma análise comparativa das configurações investigadas com seis braços foi feita por meio de simulações. O estresse dos componentes, as distorções harmônicas das tensões geradas, as perdas e as frequências de chaveamento das chaves semicondutoras são analisadas. O número de componentes também foi comparado. Um modelo generalizado do

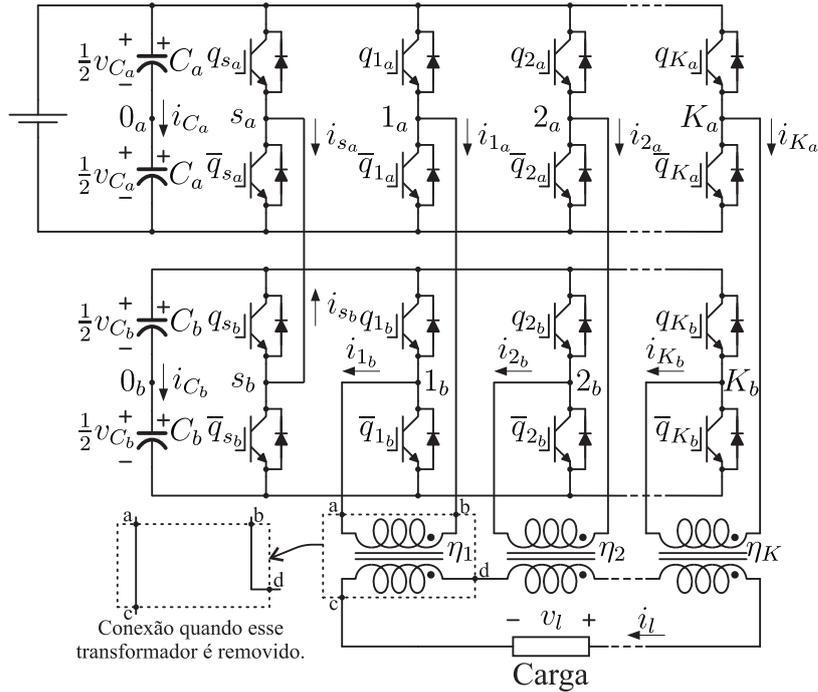


Figura 6.3 – Configuração CSL-2D.

CSL-2D é apresentado seguido do cálculo dos parâmetros que maximizam o número de níveis gerados na tensão de saída. Resultados de simulação e experimentais em diversos pontos de operação são incluídos para demonstrar o funcionamento do sistema proposto.

Entre as vantagens da topologia proposta, os seguintes pontos podem ser destacados:

- 1) Comparado ao CTMI-Conv e ao CSL-1D, o CSL-2D tem mais níveis por transformador/braço quando todas as configurações têm o mesmo número de braços/transformadores;
- 2) O CSL-2D possui menores perdas por chaveamento e maiores perdas por condução do que as topologias convencionais, sendo mais interessante para aplicações com altas tensões e baixas correntes;
- 3) O CSL-2D possui menos transformadores que as topologias convencionais quando todas as configurações têm o mesmo número de braços (podendo reduzir o custo do sistema). Outro ponto a ser enfatizado é que, embora o CSL-2D possua dois barramentos CC, o barramento de menor tensão pode ser um capacitor flutuante. Uma técnica para regular a tensão no capacitor flutuante é incluída neste trabalho.

6.2 Modelo do sistema

O CSL-2D é baseado em pontes-H e transformadores em cascata. O conversor proposto utiliza dois barramentos CC, dois braços compartilhados e braços colocados em cascata por meio de transformadores como mostrado na Figura 6.3. As relações de espiras dos transformadores e a relação de tensão nos barramentos CC pode ser manipulada para otimizar o número de níveis de tensão sintetizados. Além disso, o CSL-2D também pode

operar com apenas uma fonte CC. A descrição do sistema proposto é dada nesta seção.

N_{leg} e N_{trf} são definidos como o número de braços e de transformadores de uma dada topologia, respectivamente. Portanto, o CSL-2D possui $N_{leg}/2 - 1$ transformadores e utiliza dois barramentos CC para alimentar uma carga com tensão e corrente dadas por v_l e i_l , respectivamente. Além disso, cada barramento CC possui $N_{leg}/2$ braços.

Considere que q_{w_u} representa o estado da chave superior do braço w_u (os estados das chaves superiores e inferiores são complementares), onde $w = s$ ou $w = k = 1, 2, \dots, N_{leg}/2 - 1$ e $u = a, b$. Os braços s_a e s_b são conectados um ao outro, enquanto os braços k_a e k_b são conectados aos terminais do primário do transformador cuja relação de espiras é η_k . Quando $q_{w_u} = 1$, a chave está fechada, enquanto que, quando $q_{w_u} = 0$, a chave está aberta.

As tensões de polo podem ser calculadas por $v_{w_u 0_u} = (2q_{w_u} - 1)\frac{v_{C_u}}{2}$, onde a tensão de polo $v_{w_u 0_u}$ é a tensão entre os pontos w_u e o centro do barramento CC (ponto 0_u) e v_{C_u} é a tensão no barramento u .

A tensão gerada é escrita em função das tensões de polo e das relações de espiras dos transformadores da seguinte forma:

$$v_l = v_{l_a} - v_{l_b} \quad (6.1)$$

$$v_{l_a} = \sum_{k=1}^K \eta_k v_{k_a 0_a} - \eta_s v_{s_a 0_a} \quad (6.2)$$

$$v_{l_b} = \sum_{k=1}^K \eta_k v_{k_b 0_b} - \eta_s v_{s_b 0_b} \quad (6.3)$$

onde $K = N_{leg}/2 - 1$, η_k é a relação de espiras do transformador cujos terminais do primário estão conectados aos pontos k_a e k_b e $\eta_s = \sum_{k=1}^K \eta_k$.

De acordo com a Equação (6.1), a tensão na carga depende de η_k e v_{C_a}/v_{C_b} . Uma discussão detalhada sobre como esses parâmetros podem ser calculados é incluída na próxima seção.

i_{w_n} representa a corrente saindo do braço w_n . As correntes dos braços podem ser escritas em função de η_k e i_l como $i_{s_a} = -\eta_s i_l$, $i_{s_b} = \eta_s i_l$, $i_{k_a} = \eta_k i_l$ e $i_{k_b} = -\eta_k i_l$. Dessa forma, o valor de η_k é relacionado ao estresse de corrente nas chaves.

6.3 Cálculo dos parâmetros

As relações de espiras dos transformadores e as tensões nos barramentos CC são relacionadas a várias características do inversor. Neste trabalho, esses parâmetros são calculados de forma a maximizar o número de níveis de tensão igualmente espaçados gerados. A unidade básica da topologia proposta possui $N_{leg} = 6$, já que o conversor com

$N_{leg} = 4$ é equivalente à CHB com duas pontes-H conectadas em série. Entretanto, a generalização aqui apresentada é válida para a topologia com qualquer $N_{leg} \geq 4$ e par.

A relação de espiras η_k é aqui definida em termos de dois componentes, η_p e η_{k_s} (η_p é o número de espiras no lado do primário de todos os transformadores, enquanto η_{k_s} é o número de espiras no lado do secundário do transformador T_k), tal que $\eta_k = \eta_{k_s}/\eta_p$. A amplitude máxima de v_l produzida pelo conversor é $V_{l_{max}}$ e a amplitude da tensão na carga é V_l . O índice de modulação do conversor (m_a) é definido como a razão entre a amplitude da tensão na carga V_l e a máxima tensão gerada pelo conversor $V_{l_{max}}$. Portanto, $0 < m_a \leq 1$.

N_{lvl} é o número máximo de níveis de tensão igualmente espaçados (considerando $m_a = 1$) que podem ser gerados por uma dada configuração com parâmetros específicos. Considerando o CSL-2D, N_{lvl} é maximizado quando:

$$\eta_{k_s} = 2^{(K-k)} \quad (6.4)$$

$$v_{C_a} = (2^{N_{leg}/2} - 1)v_{C_b} \quad (6.5)$$

e, nesse caso,

$$N_{lvl} = (2^{N_{leg}/2} - 1)^2. \quad (6.6)$$

Dado que cada tensão de polo gera dois níveis, η_{k_s} é calculado tal que $\eta_{(k+1)_s} = \eta_{k_s}/2$ para que as tensões $\eta_{(k+1)}v_{(k+1)_a0_a}$ e $\eta_{(k+1)}v_{(k+1)_b0_b}$ tenham metade da amplitude das tensões $\eta_k v_{k_a0_a}$ e $\eta_k v_{k_b0_b}$, respectivamente. Isso maximiza o número de níveis de v_{l_a} e v_{l_b} , cada um gerando $2^{N_{leg}/2} - 1$ níveis. De forma manter a distribuição uniforme e evitar sobreposições de níveis ao somar os níveis de v_{l_a} e v_{l_b} para obter v_l , a relação de tensão nos barramentos CC é $2^{N_{leg}/2} - 1$, maximizando N_{lvl} .

Dado que $\eta_s = \sum_{k=1}^K \eta_k$, encontra-se:

$$V_{l_{max}} = \eta_s(v_{C_a} + v_{C_b}). \quad (6.7)$$

Se η_p for calculado como $\eta_p = \sum_{k=1}^K \eta_{k_s}/g$, η_s será igual a g . Consequentemente,

$$V_{l_{max}} = g(v_{C_a} + v_{C_b}) \quad (6.8)$$

$$\eta_k = \frac{g \eta_{k_s}}{\sum_{k=1}^K \eta_{k_s}}. \quad (6.9)$$

O valor de g não impacta no número de níveis gerados. Entretanto, para um mesmo valor de $V_{l_{max}}$, η_k é diretamente proporcional a g , enquanto $v_{C_a} + v_{C_b}$ é inversamente proporcional a g . Em todas as comparações aqui apresentadas, $g = 1$. Entretanto, esse parâmetro pode assumir outros valores, de forma a modificar $V_{l_{max}}$, η_k e/ou $v_{C_a} + v_{C_b}$.

Se isolamento não for um requisito do sistema, um transformador pode ser removido. Nesse caso, se o transformador T_1 for removido, as relações de espiras dos outros

transformadores serão calculadas como seus valores originais divididos por η_1 e as tensões nos barramentos CC serão calculadas como seus valores originais multiplicados por η_1 .

Como exemplo, considere a topologia com $N_{leg} = 6$ e $g = 1$. $\eta_{1_s} = 2$ e $\eta_{2_s} = 1$ são obtidos pela Equação (6.4). Então $\eta_p = (\eta_{1_s} + \eta_{2_s})/g = 3$ e portanto $\eta_1 = 2/3$ e $\eta_2 = 1/3$ (relações de espiras dos transformadores). Usando a Equação (6.5), a relação de tensão nos barramentos CC é calculada como $v_{C_a} = 7v_{C_b}$. Então $N_{lvl} = 49$ é obtido pela Equação (6.6). Esse é o máximo número de níveis gerados pelo CSL-2D com $N_{leg} = 6$. A geração de níveis para esse projeto de relações de espiras e de relação de tensão nos barramentos CC é representada na Figura 6.4. Como pode ser observado, o valor de g não impacta no número de níveis, porém atua como um ganho na amplitude desses níveis.

O número de níveis de tensão gerados pode ser reduzido usando outras relações de tensão nos barramentos CC para diminuir o número de níveis e aumentar o número de redundâncias de níveis de tensão (por exemplo, quando $v_{C_a} = 6v_{C_b}$, $N_{lvl} = 43$ e, quando $v_{C_a} = 5v_{C_b}$, $N_{lvl} = 37$). Essas redundâncias podem ser selecionadas para reduzir a frequência de chaveamento do conversor.

Os parâmetros η_k e v_{C_a}/v_{C_b} podem também ser escolhidos para melhorar a simetria do conversor. Nesse caso, se $N_{leg} = 6$, todos os transformadores possuem a mesma relação de espiras ($\eta_1 = 1/2$ e $\eta_2 = 1/2$) e as tensões nos barramentos CC forem iguais ($v_{C_a} = v_{C_b}$), a topologia gerará até 9 níveis. A operação simétrica se torna mais interessante quando é desejado minimizar o estresse de tensão dos componentes. Entretanto cabe destacar que o CSL-2D operando simetricamente não pode ter um dos seus barramentos flutuante. Pela necessidade de ter duas fontes CC, uma para cada barramento, a operação simétrica torna-se menos interessante. Dada essa característica, apenas a operação assimétrica é abordada neste trabalho.

6.4 Comparação geral das configurações

Nesta seção, as configurações são comparadas em termos de várias características. A Tabela 6.1 mostra as características principais dos conversores bem como os parâmetros correspondentes para maximizar N_{lvl} . O CSL-2D possui o dobro de barramentos CC, quando comparado às configurações convencionais. Entretanto, seu barramento CC de menor tensão pode ser um capacitor flutuante (i.e., não conectado a uma fonte de tensão CC). Além disso, essa configuração tem o menor número de transformadores para o mesmo número de braços. A redução de custo com transformadores pode justificar o aumento de custo com a inclusão do segundo barramento CC.

O trabalho [75] apresenta a metodologia para calcular os parâmetros do CTMI-Conv e do CSL-1D para maximizar N_{lvl} . Tanto nas metodologias apresentadas em [75], quanto

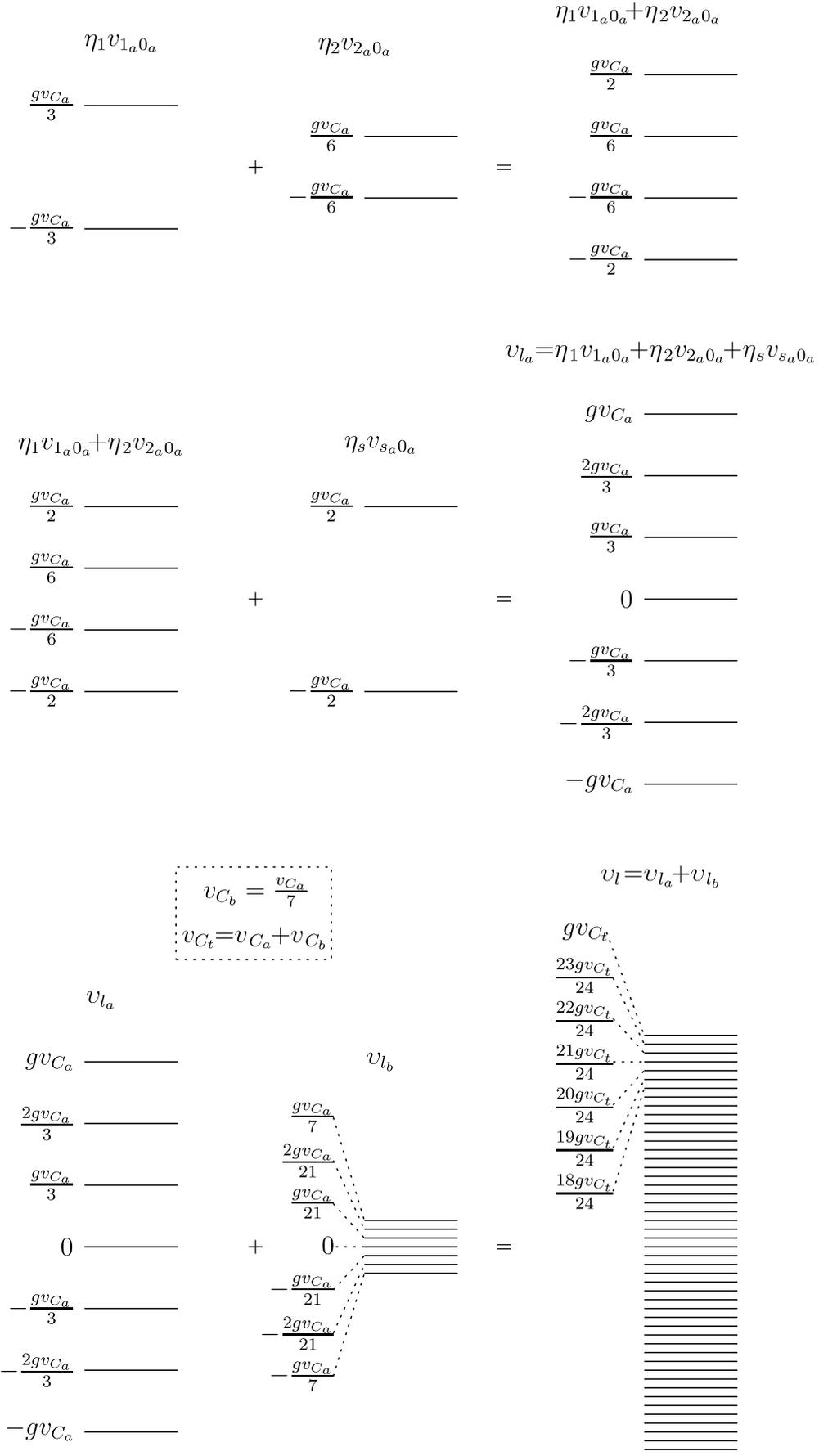


Figura 6.4 – Geração de níveis do CSL-2D com $N_{leg} = 6$ para o projeto de relações de espiras e de relação de tensão nos barramentos CC que maximiza N_{lvl} .

Tabela 6.1 – Parâmetros das configurações

Parâmetro	CSL-2D	CSL-1D	CTMI-Conv
N_{leg}	$4 + 2n$	$2 + n$	$2n$
N_{trf}	$N_{leg}/2 - 1$	$N_{leg} - 1$	$N_{leg}/2$
N_{lvl}	$(2^{N_{leg}/2} - 1)^2$	$2^{N_{leg}} - 1$	$3^{N_{leg}/2}$
η_k	$\frac{2^{(N_{leg}/2-1-k)}}{2^{(N_{leg}/2-1)} - 1}$	$\frac{2^{(N_{leg}-1-k)}}{2^{(N_{leg}-1)} - 1}$	$\frac{2 \cdot 3^{(N_{leg}/2-k)}}{3^{N_{leg}/2} - 1}$
v_{C_a}/v_{C_b}	$2^{N_{leg}/2} - 1$	-	-

n é qualquer número inteiro tal que $n \geq 1$.

na metodologia apresentada na seção 6.3, as relações de espiras dos transformadores são utilizadas para maximizar o número de níveis gerados. Utilizando os parâmetros incluídos na Tabela 6.1, tem-se que $V_{l_{max}} = v_C$ para as configurações convencionais e $V_{l_{max}} = v_{C_a} + v_{C_b}$ para a proposta. Nesse caso, o estresse de tensão nos transformadores para todas as topologias é igual a $V_{l_{max}}$. É importante destacar que as relações de espiras poderiam ser utilizadas, adicionalmente, para reduzir as tensões nos barramentos CC. Entretanto, esse aspecto não foi explorado neste trabalho.

A Tabela 6.1 compara as configurações em termos de N_{lvl} , relações de espiras dos transformadores e relação de tensão nos barramentos CC (no caso do CSL-2D). Na generalização do CTMI-Conv, K é o número de pontes-H, k representa a ponte H com $k = \{1, 2, \dots, K\}$, η_k é a relação de espiras do transformador conectado à ponte H k e os dois braços da ponte H k são representados por $1, k$ e $2, k$ (veja a Figura 6.1). Na generalização do CSL-1D, K é o número de braços não compartilhados, s representa o braço compartilhado, enquanto k representa o braço não compartilhado tal que $k = \{1, 2, \dots, K\}$ e η_k é a relação de espiras do transformador cujos terminais do primário são conectados aos braços s e k (veja a Figura 6.2). Para todas as configurações, K também pode ser visto como o número de transformadores e k como o ponteiro que representa cada transformador.

As topologias podem ser comparadas também considerando o estresse dos componentes. A Tabela 6.2 mostra o estresse de tensão (V_{rat}) e de corrente (I_{rat}) nas chaves semicondutoras nas condições analisadas.

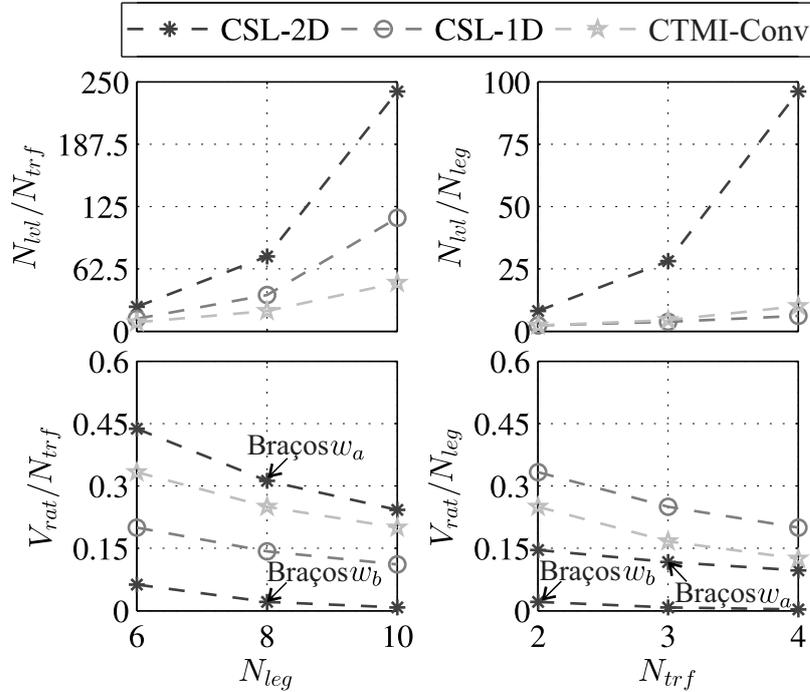
Os conversores cujos braços são conectados a v_{C_a} e v_{C_b} são denominados conversores a e b , respectivamente. Como mostrado na Tabela 6.2, um dos braços do CSL-1D processa toda a corrente na carga. No caso do CTMI-Conv, isso não acontece. Suas chaves sempre processam uma fração da corrente na carga. Considerando o CSL-2D, dois de seus braços processam toda a corrente na carga. Além disso, os braços dos conversores a e b estão em série ($i_{sa} = -i_{sb}$ e $i_{ka} = -i_{kb}$). O CTMI-Conv e o CSL-1D não possuem chaves conectadas em série. Consequentemente, o CSL-2D possui maiores perdas por condução.

Como mostrado na Tabela 6.2, o CSL-2D possui o menor estresse de tensão nas

Tabela 6.2 – Estresse de tensão (V_{rat}) e de corrente (I_{rat}) nas chaves semicondutoras, normalizados em relação a i_l e $V_{l_{max}}$, respectivamente

	CSL-2D		CSL-1D		CTMI-Conv
Braço	s_a e s_b	k_a e k_b	s	k	$1, k$ e $2, k$
I_{rat}	1	$\frac{2^{(N_{leg}/2-1-k)}}{2^{(N_{leg}/2-1)}-1}$	1	$\frac{2^{(N_{leg}-1-k)}}{2^{(N_{leg}-1)}-1}$	$\frac{2 \cdot 3^{(N_{leg}/2-k)}}{3^{N_{leg}/2}-1}$
Braço	$s_a, 1_a$ e 2_a	$s_b, 1_b$ e 2_b	todos		todos
V_{rat}	$\frac{2^{N_{leg}/2}-1}{2^{N_{leg}/2}}$	$\frac{1}{2^{N_{leg}/2}}$	1		1

chaves. As chaves do conversor b possuem estresse de tensão consideravelmente menor que as do conversor a . A estratégia PWM pode ser implementada para minimizar a frequência de chaveamento do conversor a e reduzir as perdas por chaveamento da topologia.


 Figura 6.5 – N_{lvl}/N_{trf} versus N_{leg} (parte superior esquerda), N_{lvl}/N_{leg} versus N_{trf} (parte superior direita), V_{rat}/N_{trf} versus N_{leg} (parte inferior esquerda) e V_{rat}/N_{leg} versus N_{trf} (parte inferior direita).

A Figura 6.5 mostra o número máximo de níveis por transformador/braço quando as configurações têm o mesmo número de braços/transformadores. A mesma figura também mostra V_{rat} em cada braço por transformador/braço quando as configurações têm o mesmo número de braços/transformadores. O CSL-2D possui o melhor resultado em termos de número de níveis quando todas as topologias possuem o mesmo número de braços ou de transformadores. Por outro lado, o CSL-1D possui melhor resultado que o CTMI-Conv em termos de número de níveis quando ambas as topologias possuem o mesmo número de braços, enquanto o oposto acontece quando ambas as topologias têm o mesmo número de

transformadores. Considerando V_{rat} , o CSL-2D têm os melhores resultados porque suas chaves processam apenas uma parte da tensão gerada pelo sistema.

6.5 Técnica de modulação unidimensional (1-D)

A Figura 6.6 mostra a representação dos níveis de tensão, das variáveis auxiliares v_{l_a} e v_{l_b} e das respectivas combinações de estados das chaves geradas pelo CSL-2D com $N_{leg} = 6$. Nesse caso, $\eta_1 = 2/3$, $\eta_2 = 1/3$ e $v_{C_a} = 7v_{C_b}$, resultando em $N_{lvl} = 49$. $V_X = \frac{X}{24}v_{C_t}$, X é um inteiro entre -24 e 24 , $v_{C_t} = v_{C_a} + v_{C_b}$ e Q_{n_a, n_b} representa a combinação de estados das chaves, onde n_a e n_b são os números binários $\{q_{1_a}, q_{2_a}, q_{3_a}\}$ e $\{q_{1_b}, q_{2_b}, q_{3_b}\}$, respectivamente, convertidos para números decimais. Por exemplo, se $q_{1_a} = 0$, $q_{2_a} = 1$ e $q_{3_a} = 1$, $n_a = 3$.

$v_{l_a} =$	0	$\frac{v_{C_a}}{3}$						$\frac{2v_{C_a}}{3}$						v_{C_a}											
$v_{l_b} =$	0	$\frac{-v_{C_b}}{3}$	$\frac{-2v_{C_b}}{3}$	$\frac{-v_{C_b}}{3}$	$\frac{v_{C_b}}{3}$	$\frac{2v_{C_b}}{3}$	0	$\frac{-v_{C_b}}{3}$	$\frac{-2v_{C_b}}{3}$	$\frac{-v_{C_b}}{3}$	$\frac{v_{C_b}}{3}$	$\frac{2v_{C_b}}{3}$	0	$\frac{-v_{C_b}}{3}$	$\frac{-2v_{C_b}}{3}$	$\frac{-v_{C_b}}{3}$	$\frac{v_{C_b}}{3}$	$\frac{2v_{C_b}}{3}$	0	$\frac{-v_{C_b}}{3}$	$\frac{-2v_{C_b}}{3}$	$\frac{-v_{C_b}}{3}$	$\frac{v_{C_b}}{3}$	$\frac{2v_{C_b}}{3}$	
$v_l =$	V_0	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_7	V_8	V_9	V_{10}	V_{11}	V_{12}	V_{13}	V_{14}	V_{15}	V_{16}	V_{17}	V_{18}	V_{19}	V_{20}	V_{21}	V_{22}	V_{23}	V_{24}
$Q_{n_a, n_b} =$	$Q_{0,0}$	$Q_{0,5}$	$Q_{0,3}$	$Q_{0,1}$	$Q_{2,6}$	$Q_{2,4}$	$Q_{2,2}$	$Q_{2,0}$	$Q_{2,5}$	$Q_{2,3}$	$Q_{2,1}$	$Q_{4,6}$	$Q_{4,4}$	$Q_{4,2}$	$Q_{4,0}$	$Q_{4,5}$	$Q_{4,3}$	$Q_{4,1}$	$Q_{6,6}$	$Q_{6,4}$	$Q_{6,2}$	$Q_{6,0}$	$Q_{6,5}$	$Q_{6,3}$	$Q_{6,1}$
	$Q_{7,0}$	$Q_{7,5}$	$Q_{7,3}$	$Q_{7,1}$				$Q_{2,7}$							$Q_{4,7}$										

Figura 6.6 – Representação dos 24 níveis positivos de tensão e o nível zero gerados pelo CSL-2D com $N_{leg} = 6$ e $N_{lvl} = 49$ ($v_l \geq 0$).

Apenas os níveis de tensão com $v_l \geq 0$ são representados na Figura 6.6 dado que eles são simétricos com respeito ao zero. Isso significa que V_{-X} é gerado pela combinação de chaves complementar à combinação que gera V_X . Por exemplo, como $Q_{6,1}$ gera V_{24} , V_{-24} é gerado por $Q_{1,6}$.

A variável v_l^* representa a tensão a ser gerada pelo conversor. A tensão de referência deve ser sintetizada pelos níveis de tensão V_Y e V_Z tal que $V_Y \leq v_l^* \leq V_Z$. Usualmente esses níveis de tensão são os mais próximos de v_l^* já que isso reduz a distorção harmônica das tensões geradas. Entretanto, a utilização de níveis de tensão não consecutivos é por vezes interessante. Para implementar a técnica, pode-se escrever que $v_l^* = \frac{t_Y}{T}V_Y + \frac{t_Z}{T}V_Z$ e $T = t_Y + t_Z$, onde t_Y e t_Z são os tempos de aplicação dos níveis de tensão V_Y e V_Z , respectivamente.

6.6 Regulação do capacitor flutuante

A potência instantânea na carga (p_l) e as potências instantâneas nos barramentos a e b (p_a e p_b , respectivamente) são dadas por:

$$p_l = v_l i_l = -p_a - p_b \quad (6.10)$$

$$p_a = -v_{l_a} i_l \quad (6.11)$$

$$p_b = v_{l_b} i_l. \quad (6.12)$$

Uma potência instantânea positiva/negativa significa que o barramento CC está recebendo/fornecendo potência no instante considerado. Nesta seção, o CSL-2D é analisado com $N_{leg} = 6$ e $N_{lvl} = 49$ (veja a Figura 6.6). Como v_{C_b} é pequeno comparado a v_{C_a} ($v_{C_a} = 7v_{C_b}$), a operação do barramento b como capacitor flutuante é interessante.

Como pode ser visto na Figura 6.6, os níveis de tensão são gerados por uma combinação única das variáveis auxiliares v_{l_a} e v_{l_b} . Isso significa que os níveis de tensão não possuem redundâncias em termos de p_a e p_b . Nesse caso, níveis de tensão não consecutivos podem ser utilizados para regular v_{C_b} .

Os níveis de tensão que contribuem para aumentar/diminuir v_{C_b} são aquelas nos quais p_b é positivo/negativo. No início do período de amostragem, v_{C_b} é comparado a seu valor de referência $v_{C_b}^*$. Se essa tensão estiver dentro da banda de tolerância (ou de histerese), v_l é sintetizado usando os dois níveis de tensão mais próximos. Do contrário, para decidir quais níveis de tensão utilizar para aumentar/diminuir v_{C_b} , os seguintes passos são feitos:

- Passo 1: selecione os dois níveis de tensão mais próximos que podem sintetizar v_l^* .
- Passo 2: um dos níveis de tensão gera um p_b positivo/negativo e o outro gera um p_b positivo/negativo ou igual a zero? Se sim, use esses níveis para sintetizar v_l^* aumentando/diminuindo v_{C_b} . Se não, vá para o próximo passo.
- Passo 3: troque um desses níveis de tensão pelo mais próximo que pode sintetizar v_l^* com p_a menor/menor (se tal nível de tensão não pode ser encontrado, v_{C_b} não pode ser aumentado/diminuído nesse momento e os níveis de tensão do passo um devem ser utilizados). Um crescimento/diminuição lento de v_{C_b} é desejado? Se sim, use esses níveis de tensão. Se não, vá para o próximo passo.
- Passo 4: selecione os dois níveis de tensão mais próximos que sintetizam v_l^* com $v_{l_b} = v_{C_b} / v_{l_b} = -v_{C_b}$, quando $i_l \geq 0$, ou $v_{l_b} = -v_{C_b} / v_{l_b} = v_{C_b}$, quando $i_l < 0$. Use esses níveis de tensão para ter um aumento/diminuição rápido de v_{C_b} .

Por exemplo, considere que $\frac{19}{24}v_{C_t} \leq v_l^* \leq \frac{20}{24}v_{C_t}$ e i_l é positivo. Os dois níveis de tensão mais próximos que sintetizam v_l^* são V_{19} e V_{20} (passo 1). Se v_{C_b} deve aumentar, V_{19} e V_{20} podem ser usados (passo 2). Se v_{C_b} deve diminuir, V_{19} e V_{20} não podem ser usados (passo 2). V_{19} pode ser trocado por V_{17} para promover uma diminuição lenta de v_{C_b} (passo 3). V_{17} e V_{24} podem ser utilizados para promover uma diminuição rápida de v_{C_b} (passo 4).

Usando os passos 1 a 4, a tensão no capacitor flutuante (v_{C_b}) é regulada pela escolha adequada das combinações de chaves que controlam a direção do fluxo de potência. A estratégia PWM fornece o mecanismo para definir as combinações de chaves, sendo estas estabelecidas antes da implementação do conversor.

P_a e P_b representam a potência média dos barramentos a e b , respectivamente, durante um ciclo completo de v_l . A análise de regime permanente do CSL-2D para vários índices de modulação foi feita com a modulação 1-D sintetizando v_l sempre usando os níveis de tensão mais próximos. Os resultados do CSL-2D com $N_{leg} = 6$ e $N_{lvl} = 49$ são mostrados na Figura 6.7. Essa figura mostra P_b versus m_a , normalizado em relação a potência de saída na carga (P_l). Os pontos de operação nos quais $P_b = 0$ são destacados. Nesses pontos, toda a potência na carga é processada pelo barramento a . Essa situação é interessante quando o barramento b é um capacitor flutuante, pois v_{C_b} será regulado naturalmente (i.e., nenhuma estratégia de regulação será necessária a maior parte do tempo) e o barramento b irá contribuir apenas com a geração de níveis de tensão.

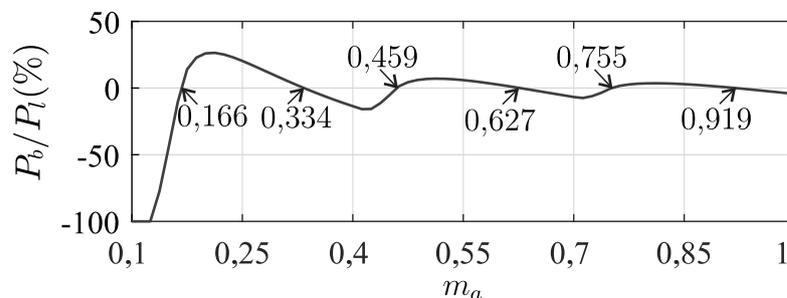


Figura 6.7 – Potência média do barramento b (P_b) versus m_a - CSL-2D com $N_{leg} = 6$ e $N_{lvl} = 49$.

Análises de regime permanente do CSL-2D operando com $N_{leg} = 6$ e valores de N_{lvl} intermediários (43 e 37) também foram feitas. Nesses casos, alguns níveis de tensão têm redundâncias em termos de v_{l_a} e v_{l_b} (i.e., redundâncias em termos de p_a e p_b) que podem ser utilizadas para regular a tensão no capacitor flutuante. Com $N_{lvl} = 43$ ($v_{C_a} = 6v_{C_b}$) e $N_{lvl} = 37$ ($v_{C_a} = 5v_{C_b}$), v_{C_b} pode ser regulado usando apenas redundâncias de níveis de tensão quando $0,45 \leq m_a \leq 0,93$ e $m_a \leq 0,99$, respectivamente. Como já explicado, não existem níveis de tensão com redundâncias quando $N_{lvl} = 49$.

Simulações foram feitas para verificar se a tensão no capacitor flutuante poderia ser regulada para qualquer índice de modulação e fator de potência da carga usando níveis de tensão distantes, se necessário. A tensão no capacitor flutuante do CSL-2D com $N_{lvl} =$

49 e 43 pode ser regulada para qualquer m_a (o CSL-2D com $N_{lvl} = 37$ pode regular a tensão no capacitor flutuante quando $m_a \leq 0,99$).

Quando gerando 49 níveis e $N_{leg} = 6$, a operação do CSL-2D com duas fontes de tensão é razoável, já que a potência processada pelo barramento b é baixa (quando $m_a \geq 0,75$, a potência processada pelo barramento b é sempre menor que 4,4% de P_l). Nesse caso, a regulação da tensão no capacitor flutuante não precisa ser feita e os níveis de tensão mais próximos são sempre utilizados.

6.7 Sistema de controle

Os diagramas de potência e de controle do sistema proposto são apresentados na Figura 6.8. Como explicado previamente, os vetores de tensão aplicados e suas redundâncias impactam a tensão no barramento CC flutuante (v_{C_b}). Como solução, um controle por histerese associado à técnica apresentada na seção 6.6 é utilizado para regular v_{C_b} .

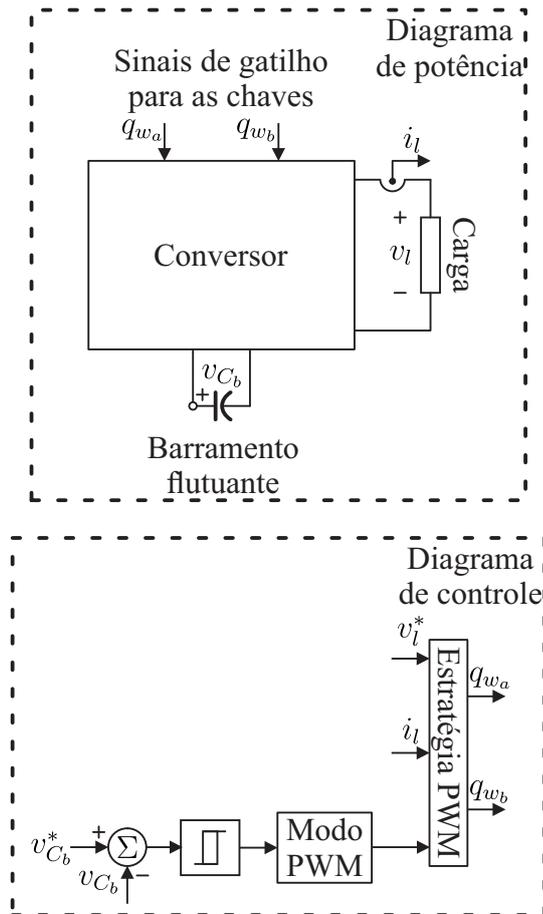


Figura 6.8 – Diagramas de potência e de controle do CSL-2D.

O bloco Modo PWM na Figura 6.8 opera de acordo com o fluxograma apresentado na Figura 6.9, selecionando um dos três modos de operação da PWM de acordo com o

erro de v_{C_b} . Os três modos de operação da PWM são os seguintes:

1. Modo PWM I: esse modo é utilizado quando v_{C_b} está dentro da tolerância. São selecionados os dois níveis de tensão mais próximos que podem sintetizar v_l^* , conforme o passo 1 descrito na seção 6.6.
2. Modo PWM II: esse modo é utilizando quando for necessário aumentar v_{C_b} .
 - Quando não existem níveis de tensão com redundâncias em termos de p_a e p_b (por exemplo, quando CSL-2D tem $N_{leg} = 6$ e $N_{lvl} = 49$): são selecionados os dois níveis de tensão que contribuem para aumentar v_{C_b} conforme os passos 1-4 descritos na seção 6.6.
 - Quando existem níveis de tensão com redundâncias em termos de potência (por exemplo, quando CSL-2D tem $N_{leg} = 6$ e $N_{lvl} = 43$ ou 37): são escolhidas as redundâncias que contribuem para aumentar v_{C_b} . Se as redundâncias não forem suficientes para corrigir a tensão, níveis de tensão mais distantes são utilizados.
3. Modo PWM III: esse modo é utilizando quando for necessário diminuir v_{C_b} .
 - Quando não existem níveis de tensão com redundâncias em termos de p_a e p_b (por exemplo, quando CSL-2D tem $N_{leg} = 6$ e $N_{lvl} = 49$): são selecionados os dois níveis de tensão que contribuem para diminuir v_{C_b} conforme os passos 1-4 descritos na seção 6.6.
 - Quando existem níveis de tensão com redundâncias em termos de potência (por exemplo, quando CSL-2D tem $N_{leg} = 6$ e $N_{lvl} = 43$ ou 37): são escolhidas as redundâncias que contribuem para diminuir v_{C_b} . Se as redundâncias não forem suficientes para corrigir a tensão, níveis de tensão mais distantes são utilizados.

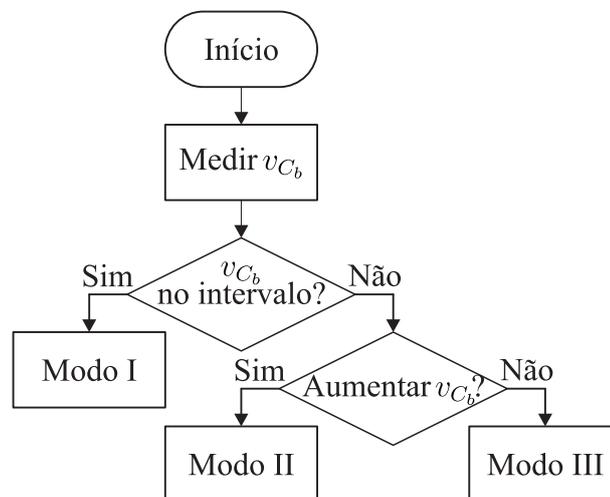


Figura 6.9 – Seleção do modo de operação da PWM do CSL-2D.

De forma a escolher o modo de operação da PWM, v_{C_b} é comparado a $v_{C_b}^*$ no início do período de amostragem. Quando o erro $v_{C_b}^* - v_{C_b}$ estiver dentro da banda de histerese, o Modo PWM I é utilizado. Quando o erro de tensão atingir os limites da banda de histerese, o Modo PWM II/III é utilizado para aumentar/diminuir v_{C_b} até que o erro de tensão cruze o valor zero.

6.8 Comparação das configurações com $N_{leg} = 6$

Nesta seção, a análise comparativa das topologias investigadas com $N_{leg} = 6$ é feita. As topologias convencionais operam com N_{lvl} maximizado (i.e., seus parâmetros são calculados de acordo com as equações na Tabela 6.1) e o CSL-2D opera com N_{lvl} igual a 49, 43 e 37 ($v_{C_a} = 7v_{C_b}$, $v_{C_a} = 6v_{C_b}$ e $v_{C_a} = 5v_{C_b}$, respectivamente).

A Tabela 6.3 mostra os parâmetros do sistema usados nas análises. Os parâmetros dos conversores são calculados com base na Tabela 6.1 e são representados na Tabela 6.4. É importante notar que, para atender os parâmetros de um mesmo sistema, cada topologia estudada possui estresses diferentes nas chaves, nos barramentos e nos transformadores. Todas as configurações foram implementadas usando a modulação 1-D. Os níveis de tensão são aplicados simetricamente com relação a metade do período de amostragem e as redundâncias são selecionadas para que a frequência de chaveamento seja minimizada.

Tabela 6.3 – Parâmetros do sistema usados nas análises

Parâmetro		Valor
Tensão de referência na carga	V_l^*	220 V(rms)
Índice de modulação	m_a	1
Potência de saída na carga	P_l	500 W
Fator de potência da carga	$\cos \varphi$	0,99
Frequência na carga	f_l	60 Hz
Frequência de amostragem	f_s	10,02 kHz *

* Esse valor é modificado na análise de perdas nos semicondutores.

Tabela 6.4 – Parâmetros das configurações usados nas análises

Configuração	Relações de espiras					Tensões nos barramentos cc
	η_1	η_2	η_3	η_4	η_5	
CSL-2D (49/43/37 níveis)	$\frac{2}{3}$	$\frac{1}{3}$	-	-	-	$v_{C_a} = 273/267, 43/260$ V $v_{C_b} = 39/44, 57/52$ V
CSL-1D	$\frac{16}{31}$	$\frac{8}{31}$	$\frac{4}{31}$	$\frac{2}{31}$	$\frac{1}{31}$	$v_C = 312$ V
CTMI-Conv	$\frac{9}{13}$	$\frac{3}{13}$	$\frac{1}{13}$	-	-	$v_C = 312$ V

6.8.1 Estresse nos componentes

Os estresses de tensão nas chaves são representados na Tabela 6.5 e são normalizados em relação a $V_{l_{max}}$ ($V_{l_{max}} = v_{C_a} + v_{C_b}$ para o CSL-2D e $V_{l_{max}} = v_C$ para o CTMI-Conv e o CSL-1D). Como $m_a = 1$, $V_{l_{max}} = V_l^*$. As chaves cujos braços são conectados aos barramentos a e b possuem estresses de tensão v_{C_a} e v_{C_b} , respectivamente. Por exemplo, o estresse de tensão do conversor a (braços w_a) quando $v_{C_a} = 7v_{C_b}$ é $\frac{v_{C_a}}{v_{C_a} + v_{C_b}} = 87,5\%$ de $V_{l_{max}}$. Considerando o CTMI-Conv e o CSL-1D, a tensão no barramento CC é v_C e, conseqüentemente, o estresse de tensão em todas as chaves é v_C (100% de $V_{l_{max}}$). Como pode-se observar, o CSL-2D possui chaves com o menor estresse de tensão. Cabe destacar novamente que as relações de espiras dos transformadores poderiam ser utilizadas para reduzir as tensões nos barramentos CC. Entretanto, esse aspecto não é abordado neste trabalho.

O estresse de corrente nas chaves de cada braço também é contabilizado. A Tabela 6.6 mostra o estresse de corrente nas chaves de cada braço, normalizados em relação a corrente na carga. Esses resultados estão em conformidade com as equações dadas na Tabela 6.2.

Tabela 6.5 – Estresse de tensão nas chaves de cada braço (%), normalizado em relação a $V_{l_{max}}$

Configuração	Braço	
	$s_a, 1_a$ e 2_a	$s_b, 1_b$ e 2_b
CSL-2D		
	49	12,5
N_{vl}	43	14,29
	37	16,67
CSL-1D	todos os braços	
	100	
CTMI-Conv	todos os braços	
	100	

Considerando o CSL-2D, os conversores a e b estão em série e o estresse de corrente nos braços w_a e w_b é o mesmo. Além disso, os braços compartilhados s_a e s_b processam 100% da corrente na carga. O CSL-1D tem o braço s processando 100% de i_l , mas os outros braços processam frações diferentes de i_l . Os braços do CTMI-Conv processam apenas uma porção de i_l . Conseqüentemente, em termos do estresse de corrente nas chaves, o CTMI-Conv e o CSL-1D têm o melhor desempenho. Esses resultados não dependem do fator de potência da carga ou do índice de modulação.

Os estresses de tensão nos transformadores são os mesmos para todas as topologias, $v_{C_t} = 312$ V. A potência média transferida pelos transformadores T_1 e T_2 do CSL-2D é

Tabela 6.6 – Estresse de corrente nas chaves de cada braço (%), normalizado em relação a i_l (o CSL-2D opera com $N_{lvl} = 49, 43$ e 37)

Configuração	Braço					
	s_a	1_a	2_a	s_b	1_b	2_b
CSL-2D	100	66,67	33,33	100	66,67	33,33
CSL-1D	s	1	2	3	4	5
	100	51,61	25,81	12,90	6,45	3,23
CTMI-Conv	1,1	2,1	1,2	2,2	1,3	2,3
	69,23	69,23	23,08	23,08	7,69	7,69

aproximadamente 70% e 30% da potência na carga, respectivamente. Para o CTMI-Conv, T_1 processa quase toda a potência de saída na carga (82,68% de P_l). Enquanto no CSL-1D as potências processadas por T_1, T_2, T_3, T_4, T_5 são 58,88%, 24,41%, 10,78%, 3,68% e 2,25% da potência na carga, respectivamente. Esses valores não dependem do fator de potência da carga, entretanto dependem de m_a e da técnica PWM.

Um número alto de transformadores pode aumentar consideravelmente o volume total do conversor. Além disso, a potência processada é um parâmetro importante para o tamanho de um transformador. O CSL-2D é uma boa opção porque tem um baixo número de transformadores (diferentemente do CSL-1D) e a potência não é processada quase completamente por um único transformador (como no caso do CTMI-Conv). Portanto, o CSL-2D pode ter uma maior densidade de potência que as estruturas multiníveis convencionais analisadas neste trabalho. As topologias convencionais e proposta podem ter um transformador a menos quando isolamento não é um requisito do sistema (nesse caso, o transformador do CSL-2D que transfere quase 70% da potência pode ser removido).

6.8.2 Tensões geradas e distorções harmônicas

As Figuras 6.10 e 6.11 mostram as tensões geradas pelas topologias convencionais e proposta, respectivamente. As topologias CTMI-Conv e CSL-1D sintetizam até 27 e 63 níveis, respectivamente. A topologia CSL-2D foi simulada com os parâmetros que geram até 49, 43 e 37 níveis.

As distorções harmônicas são novamente calculadas utilizando a WTHD das tensões geradas pelos conversores.

Como N_{lvl} é o número máximo de níveis gerados quando $m_a = 1$, é importante mencionar que o número de níveis de tensão gerados diminui quando m_a diminui. A Figura 6.12 mostra a WTHD das topologias com vários valores de m_a . O CSL-1D tem os melhores resultados de WTHD, enquanto o CTMI-Conv tem os piores resultados de WTHD. Esse

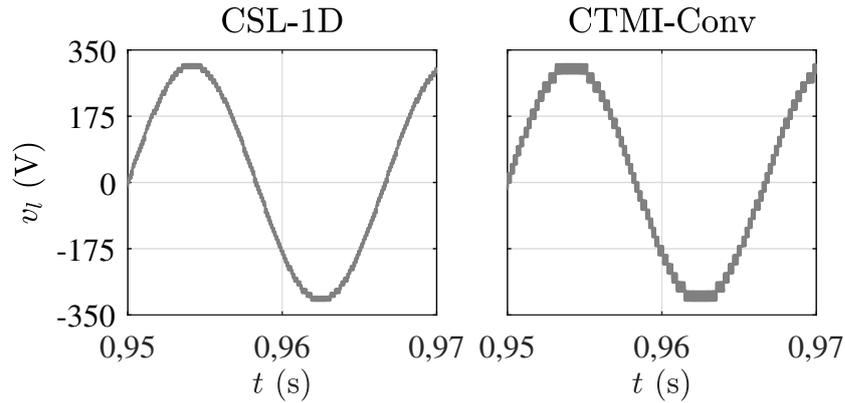


Figura 6.10 – Tensões sintetizadas pelo CSL-1D (63 níveis) e o CTMI-Conv (27 níveis) usando os parâmetros na Tabela 6.3.

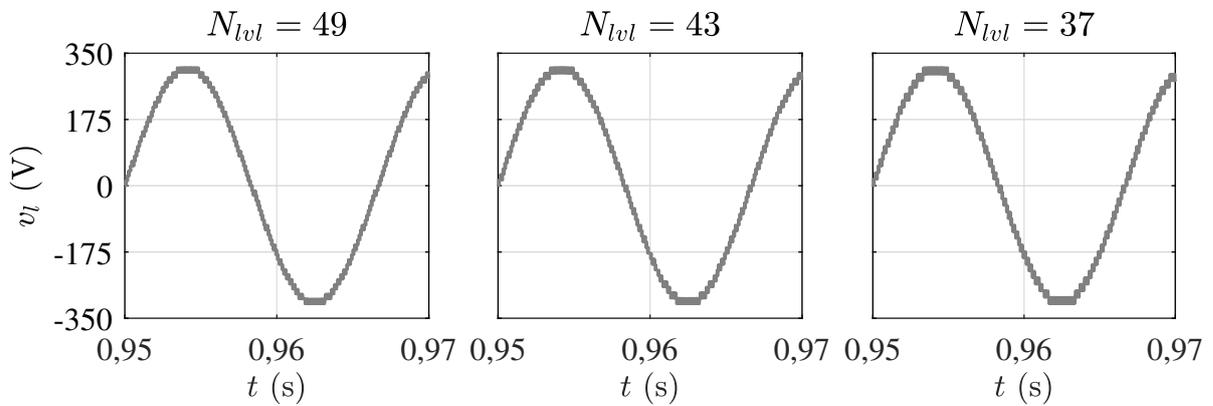


Figura 6.11 – Tensões sintetizadas pelo CSL-2D (49, 43 e 37 níveis) usando os parâmetros na Tabela 6.3.

resultado era esperado, já que a distorção harmônica diminui com o aumento no número de níveis de tensão. O CSL-2D tem um resultado de WTHD intermediário. Quando o CSL-2D tem duas fontes CC, esses valores de WTHD são sempre válidos. Quando o CSL-2D tem apenas uma fonte CC, a tensão no capacitor flutuante precisa ser regulada e isso pode aumentar a WTHD da tensão gerada.

Quando o CSL-2D com $N_{leg} = 6$ tem $N_{lvl} = 43$ e 37, a tensão no capacitor flutuante pode ser regulada usando apenas redundâncias de níveis de tensão quando $0,45 \leq m_a \leq 0,93$ e $m_a \leq 0,99$, respectivamente (veja a seção 6.6). Nesse caso, a regulação é feita sem aumentar a WTHD. O CSL-2D também pode operar com os índices de modulação que deixam a potência média do barramento b igual a zero. Nesses pontos, a tensão no barramento b é regulada naturalmente e os melhores níveis de tensão são utilizados na maior parte do tempo (mantendo a WTHD baixa).

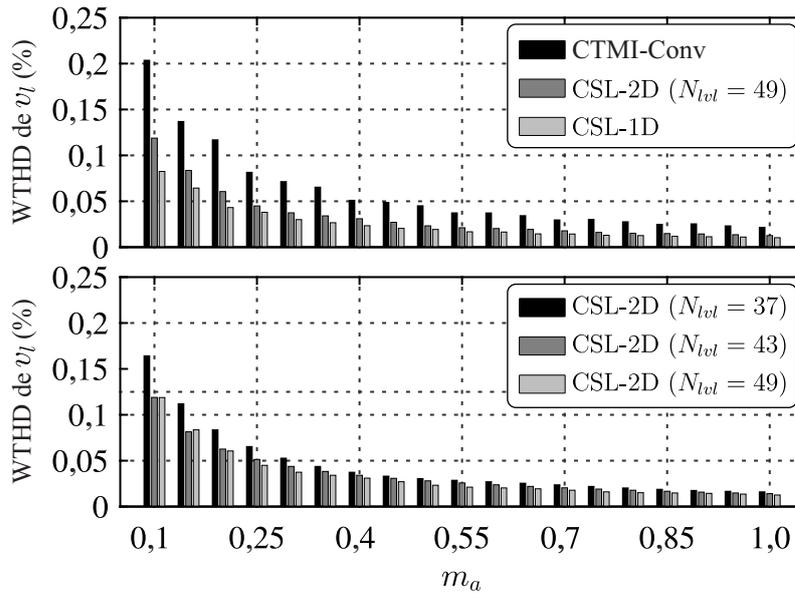


Figura 6.12 – WTHD de v_l (%) versus m_a quando $f_s = 10,02$ kHz (N_{lvl} é o número máximo de níveis de tensão gerados quando $m_a = 1$).

6.8.3 Perdas nos semicondutores e frequências de chaveamento

A análise de perdas nos dispositivos semicondutores das configurações investigadas foi obtida usando o módulo termal do PSIM com as chaves SKM50GB063D da SEMIKRON. Adicionalmente, as perdas nos transformadores foram estimadas usando a metodologia apresentada em [93]. A Tabela 6.7 mostra as perdas por condução, chaveamento, nos transformadores e totais (P_{cd} , P_{sw} , P_{tr} e P_{to} , respectivamente) das topologias. Como o CSL-1D tem o maior número de níveis e consequentemente a menor WTHD, sua WTHD foi tomada como referência. Para sintetizar seus 63 níveis, uma frequência de amostragem (f_s) de no mínimo 7,56 kHz é necessária, o que produz uma WTHD igual a 0,0149%. A frequência de amostragem das outras topologias foi ajustada para que elas também operassem com WTHD igual a 0,0149% e esses valores de f_s foram utilizados na investigação de perdas.

A Tabela 6.7 resume as perdas das topologias, enquanto a Tabela 6.8 mostra a frequência média das chaves de cada braço durante um período completo da tensão gerada nas mesmas condições da investigação de perdas, bem como a frequência de amostragem utilizada. f_a e f_b representam as frequências médias dos conversores a e b , respectivamente, e f_{mean} representa a frequência média de chaveamento das configurações estudadas. Nesses casos, é considerado que o CSL-2D tem duas fontes CC e todas as topologias operam com $m_a = 1$.

Como os conversores a e b são conectados em série, o CSL-2D tem as maiores perdas por condução. O CSL-2D tem as menores perdas por chaveamento em parte porque os conversores a e b têm menores tensões nos barramentos CC que o CTMI-Conv e o

Tabela 6.7 – Perdas das configurações com a WTHD de v_l igual a 0,0149%, normalizadas em relação a P_l - operação com $m_a = 1$ e sem capacitor flutuante

Configuração	P_{cd} (%)	P_{sw} (%)	P_{tr} (%)	P_{to} (%)	
CSL-2D					
	49	1,153	0,195	4,000	5,348
N_{lvl}	43	1,152	0,155	3,990	5,297
	37	1,153	0,181	3,990	5,324
CSL-1D	0,502	0,815	4,090	5,407	
CTMI-Conv	0,449	1,120	4,250	5,819	

Tabela 6.8 – Frequências médias de chaveamento dos semicondutores e de amostragem das configurações (kHz) com a WTHD de v_l igual a 0,0149% - operação com $m_a = 1$ e sem capacitor flutuante

Configuração	Braço						f_a	f_b	f_{mean}	f_s	
	s_a	1_a	2_a	s_b	1_b	2_b					
CSL-2D											
	s_a	1_a	2_a	s_b	1_b	2_b					
	49	0,06	0,45	1,26	1,62	4,85	11,32	0,59	5,93	3,26	9,00
N_{lvl}	43	0,06	0,18	0,42	0,78	4,49	11,65	0,22	5,64	2,93	9,54
	37	0,06	0,18	0,42	0,78	4,49	12,31	0,22	5,86	3,04	10,74
CSL-1D											
	s	1	2	3	4	5					
	0,06	0,35	0,98	2,29	5,04	9,60	–	–	3,05	7,56	
CTMI-Conv											
	1,1	2,1	1,2	2,2	1,3	2,3					
	0,06	0,88	1,81	2,92	8,10	10,93	–	–	4,12	14,28	

CSL-1D. A frequência de chaveamento do conversor a é consideravelmente menor que a do conversor b . Isso também explica os bons resultados da topologia em termos da frequência de chaveamento. A maior parte das perdas por chaveamento provem do conversor b .

O CSL-2D com $N_{lvl} = 43$ tem os melhores resultados em termos de perdas nos semicondutores e frequência de chaveamento. Isso acontece porque ele tem mais redundâncias de níveis de tensão que são utilizadas para diminuir a frequência de chaveamento dos braços. Dado que as perdas são muito dependentes do ponto de operação, a configuração mais interessante depende da aplicação. Ambos os CSL-2D e CSL-1D têm melhores resultados que o CTMI-Conv. Como o CSL-1D tem bons resultados em termos de perdas por condução, essa topologia é interessante para aplicações com correntes altas. Por outro lado, como o CSL-2D tem as menores perdas por chaveamento, esse conversor é uma boa opção para aplicações com tensões altas. É importante mencionar que o CSL-2D tem o menor número de transformadores e as menores perdas nos transformadores.

As perdas e as frequências médias foram também analisadas considerando que o CSL-2D tem um capacitor flutuante. Nesse caso, o CSL-2D opera com o máximo m_a

que torna a potência média no barramento b igual a zero, regulando naturalmente o capacitor flutuante. Os valores de m_a são 0,919, 0,9 e 0,912 quando $N_{lvl} = 49, 43$ e 37 , respectivamente, e os valores de perdas e frequências médias são mostrados nas Tabelas 6.9 e 6.10. O máximo m_a com a potência média no barramento b igual a zero do CSL-2D com $N_{lvl} = 43$ e 37 pode ser aumentado para 0,934 e 0,937, respectivamente, ao custo de usar redundâncias que aumentam a frequência média das chaves. Como pode ser visto, esses resultados ainda são melhores que os do CTMI-Conv com $m_a = 1$.

Tabela 6.9 – Perdas do CSL-2D com a WTHD de v_l igual a 0,0149%, normalizados em relação a P_l - operação com a potência média no barramento b igual a zero

N_{lvl}	P_{cd} (%)	P_{sw} (%)	P_{tr} (%)	P_{to} (%)
49	1,158	0,222	4,040	5,420
43	1,159	0,173	4,050	5,382
37	1,159	0,223	4,020	5,402

Tabela 6.10 – Frequências médias de chaveamento dos semicondutores e de amostragem do CSL-2D (kHz) com a WTHD de v_l igual a 0,0149% - operação com a potência média no barramento b igual a zero

CSL-2D N_{lvl}	Braço						f_a	f_b	f_{mean}	f_s
	s_a	1_a	2_a	s_b	1_b	2_b				
49	0,06	0,47	1,41	1,77	4,55	11,55	0,65	5,96	3,30	9,24
43	0,06	0,18	0,42	0,78	4,27	11,86	0,22	5,64	2,93	10,44
37	0,06	0,18	0,42	0,78	5,76	13,43	0,22	6,66	3,44	11,94

6.9 Resultados de simulação e experimentais

Simulações e experimentos foram realizados nas mesmas condições de operação. Os resultados foram feitos com o CSL-2D operando com $N_{leg} = 6$, $\eta_1 = 2/3$, $\eta_2 = 1/3$ e $v_{C_a} = 7v_{C_b}$. Esses valores foram obtidos a partir das equações apresentadas na seção 6.3 para maximizar o número de níveis de tensão gerados. Consequentemente, $N_{lvl} = 49$. Os parâmetros utilizados nos testes estão na Tabela 6.11. Durante os experimentos, foi utilizado um protótipo em escala reduzida que valida a técnica de modulação e a estratégia de controle desenvolvida neste trabalho.

Os dispositivos utilizados nos experimentos são mostrados na Figura 6.13. Os componentes principais da bancada de trabalho são destacados na imagem. Um Variac e um retificador monofásico com uma ponte a diodos geram a fonte CC. O estágio de

Tabela 6.11 – Parâmetros usados nas simulações e nos experimentos do CSL-2D

Parâmetro		Valor
Tensão de referência na carga	V_l^*	110 V(rms)
Tensão nos barramentos CC	v_{C_a}, v_{C_b}	148,75 V, 21,25 V
Relação de espiras nos transformadores	η_1, η_2	2/3, 1/3
Índice de modulação da tensão	m_a	0,919
Capacitâncias dos barramentos	C_a/C_b	2200 μ F
Frequência da tensão na carga	f_l	60 Hz
Frequência de amostragem	f_s	10 kHz

potência do conversor inclui dispositivos da SEMIKRON, com as chaves sendo braços IGBT com drivers dedicados (SKHI23). Cada conversor (a ou b) tem no barramento CC um banco de capacitores de 2200 μ F com estresse máximo de 900 V. Os braços, sensores, fonte CC e conexões dos barramentos são localizadas abaixo dos módulos dos conversores. A carga resistiva indutiva (RL) e os transformadores estão na parte inferior da figura. Um DSP TMS320F28335 com conectores e sensores é utilizado para mensurar as variáveis e gerar os sinais de gatilho para as chaves.

O CSL-2D foi avaliado com $m_a = 0,919$ e quatro condições de carga diferentes:

- caso 1: carga RL (resistência e indutância da carga $R_l = 27 \Omega$ e $L_l = 7$ mH, respectivamente) com $\cos \varphi = 0,99$;
- caso 2: carga RL ($R_l = 10 \Omega$ e $L_l = 60$ mH, respectivamente) com $\cos \varphi = 0,404$;
- caso 3: carga não linear;
- caso 4: variação de carga (uma carga RL teve um aumento de 37,6% na corrente).

Os resultados da inicialização do CSL-2D com $m_a = 0,919$ e a carga do caso 1 são mostrados nas Figuras 6.14a (simulação) e 6.15a (experimento). Note que durante as simulações a tensão no capacitor flutuante alcança o valor correto em menos de dois ciclos da tensão gerada, enquanto durante os experimentos isso leva aproximadamente dois ciclos. A tensão sintetizada nas mesmas condições é mostrada nas Figuras 6.14b (simulação) e 6.15b (experimento). Como pode ser visto, a tensão na carga é multinível, como esperado.

Os resultados de simulação e experimentais em cada condição de carga são mostrados nas Figuras 6.16 e 6.17, respectivamente. Nos casos 1, 2 e 3, o regime permanente do sistema é analisado. Como pode-se observar, a tensão no capacitor flutuante (v_{C_b}) é bem regulada, mesmo quando a carga é não linear ou tem baixo fator de potência. No caso 4, o desempenho dinâmico do sistema durante um aumento na corrente na carga é avaliado. Perceba que todos os requisitos do controle foram estabelecidos.

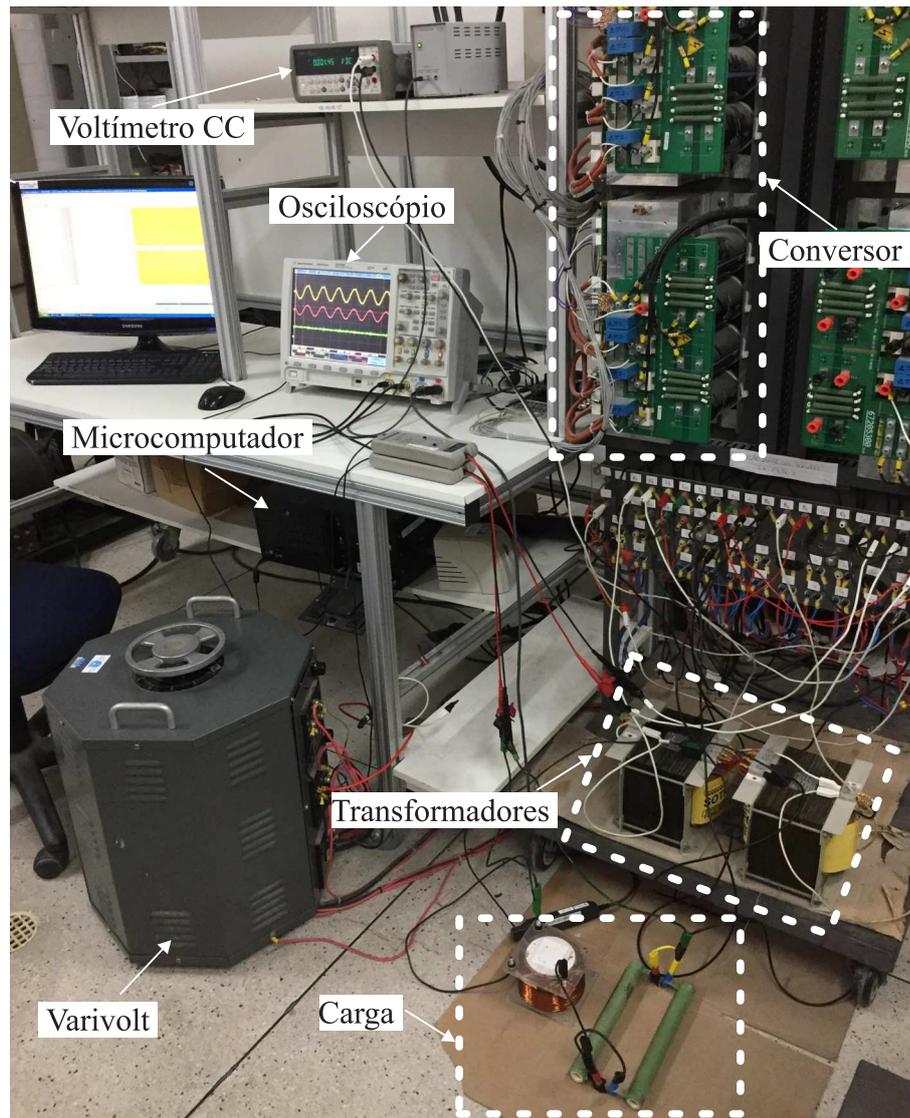


Figura 6.13 – Plataforma experimental.

A operação do CSL-2D com baixos índices de modulação e a mesma carga do caso 1 também é mostrada nas Figuras 6.18 (simulação) e 6.19 (experimento). Os m_a utilizados são alguns dos valores nos quais a potência média no barramento b é aproximadamente zero e isso garante a operação com os melhores níveis de tensão a maior parte do tempo. Note que todos os requisitos do controle foram estabelecidos novamente.

6.10 Conclusões

Neste capítulo, foi proposto um CTMI monofásico e sua generalização. A configuração básica tem seis braços IGBTs de dois níveis (dois braços são compartilhados), dois transformadores e dois barramentos CC. Seu barramento de menor tensão pode ser um capacitor flutuante ou ser conectado a uma fonte CC de baixa tensão e potência.

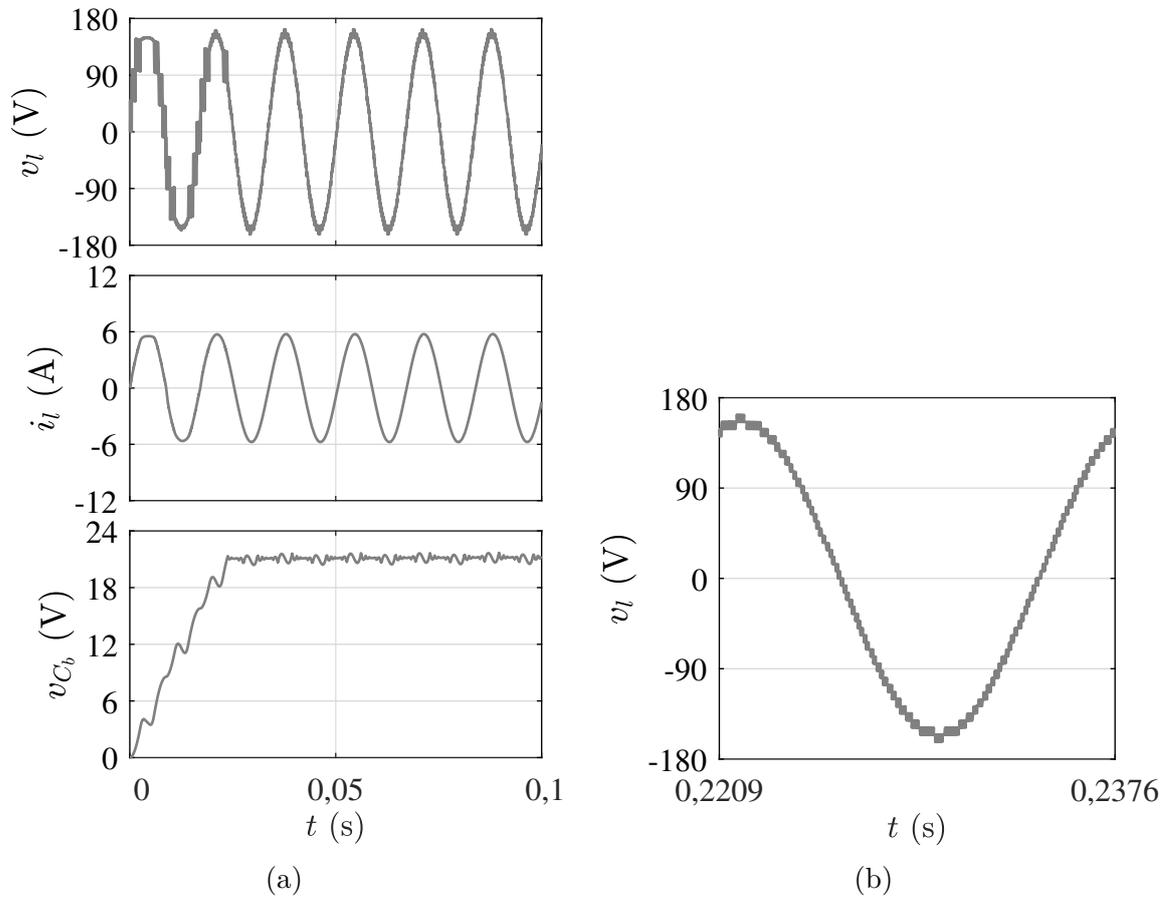


Figura 6.14 – Simulação do CSL-2D com $N_{leg} = 6$, $N_{lvl} = 49$, $m_a = 0,919$ e carga do caso 1. (a) Inicialização. (b) Tensão v_l .

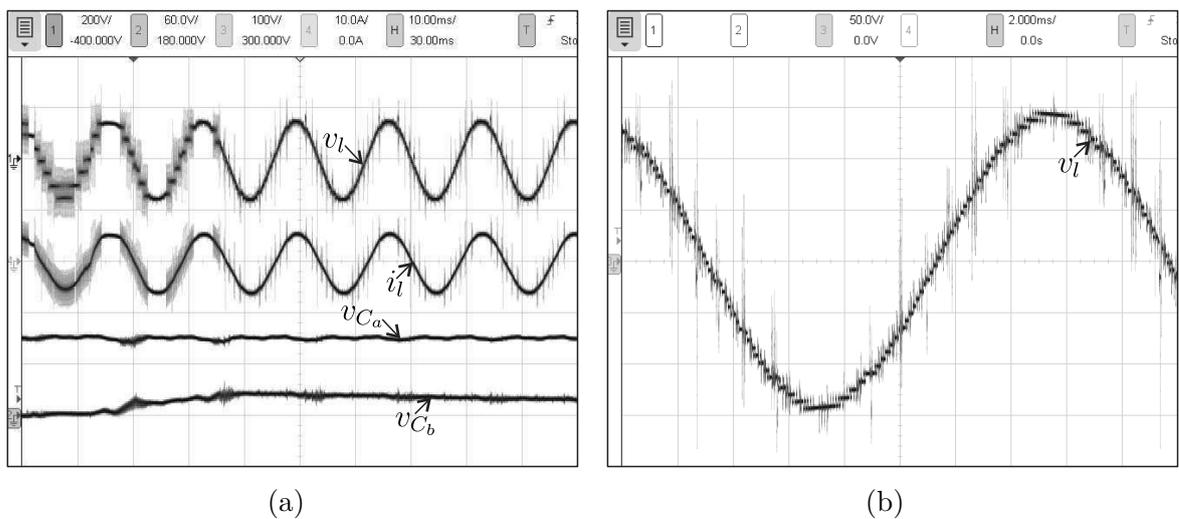


Figura 6.15 – Resultados experimentais do CSL-2D com $N_{leg} = 6$ e $N_{lvl} = 49$, $m_a = 0,919$ e carga do caso 1. (a) Inicialização (v_{C_a} com 100 volts/divisão, v_{C_b} com 60 volts/divisão, v_l com 200 volts/divisão e i_l com 10 amperes/divisão). (b) Tensão v_l (v_l com 50 volts/divisão).

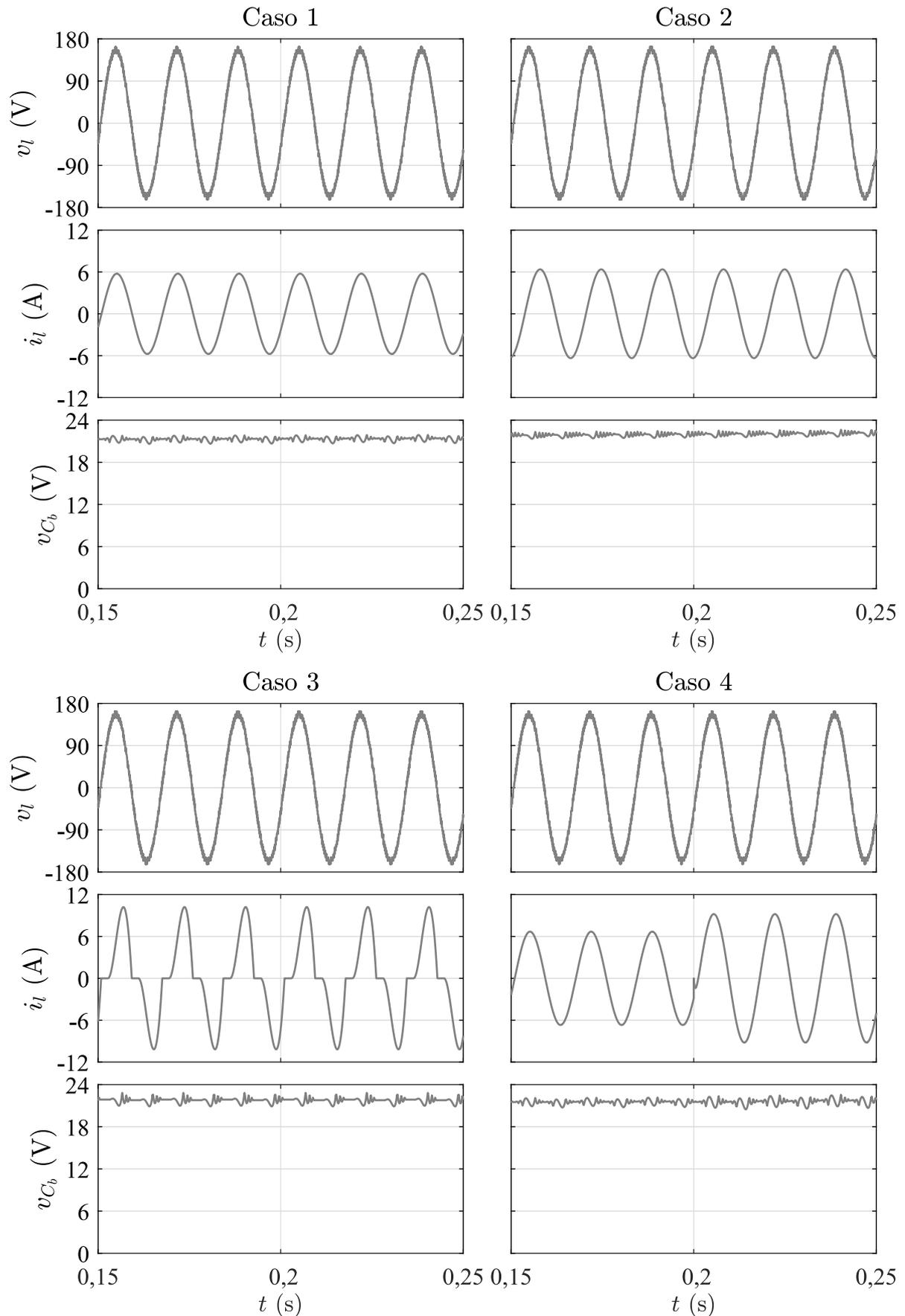


Figura 6.16 – Simulações do CSL-2D com $N_{leg} = 6$, $N_{lvl} = 49$ e $m_a = 0,919$. Caso 1: Carga RL com $\cos \varphi = 0,99$; Caso 2: Carga RL com $\cos \varphi = 0,404$; Caso 3: carga não linear; Caso 4: variação de carga.

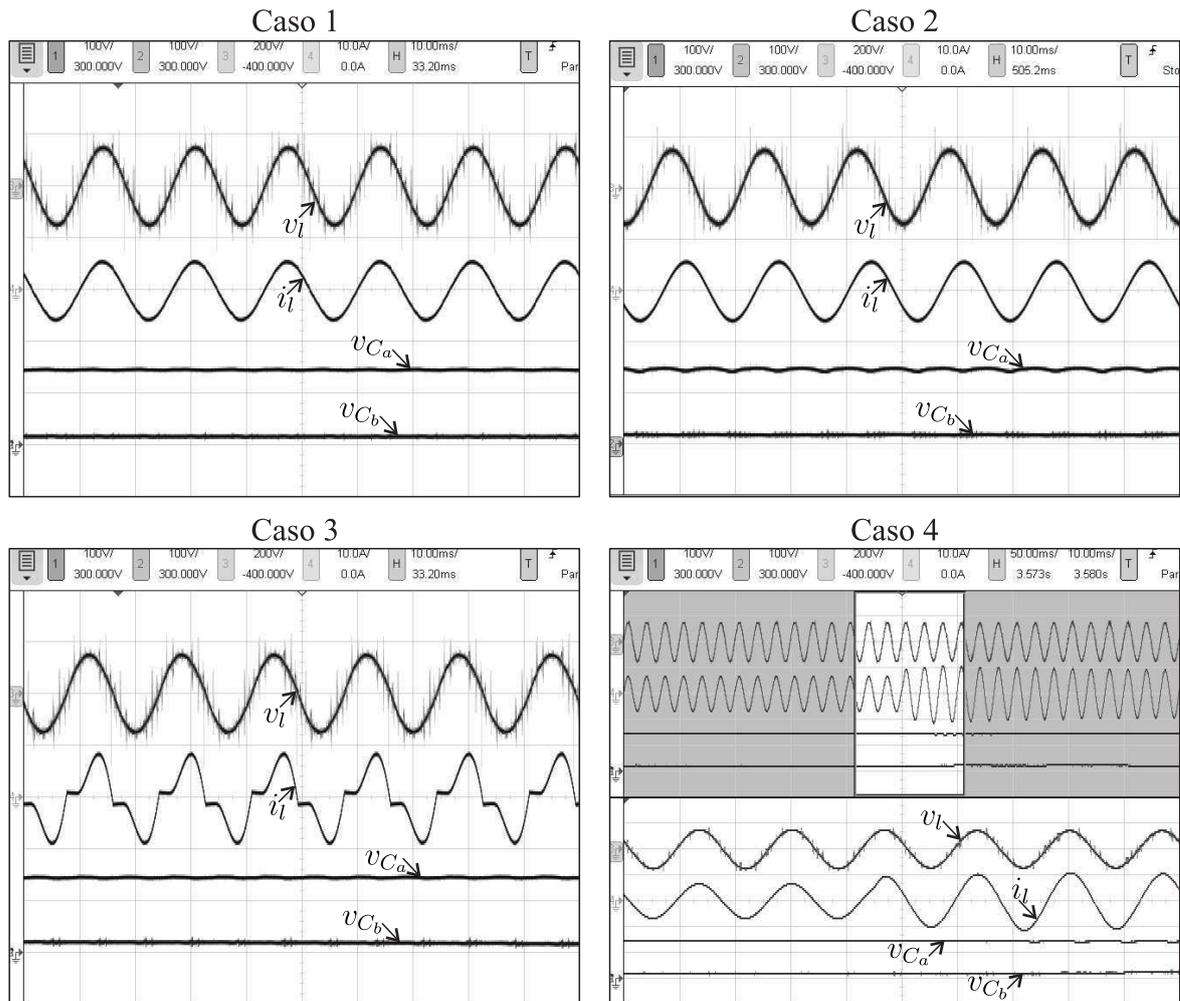


Figura 6.17 – Resultados experimentais do CSL-2D com $N_{leg} = 6$, $N_{lvl} = 49$ e $m_a = 0,919$ (v_{C_a} e v_{C_b} com 100 volts/divisão, v_l com 200 volts/divisão e i_l com 10 amperes/divisão). Caso 1: Carga RL com $\cos \varphi = 0,99$; Caso 2: Carga RL com $\cos \varphi = 0,404$; Caso 3: carga não linear; Caso 4: variação de carga.

O conversor foi utilizado como inversor e comparado ao CTMI convencional e a um CTMI monofásico com braço compartilhado. Simulações foram feitas para comparar os conversores em termos da distorção harmônica das tensões geradas e das perdas nos componentes. Resultados experimentais foram realizados para demonstrar o funcionamento do sistema.

Entre as vantagens da topologia proposta, os seguintes pontos podem ser destacados:

- 1) Comparado ao CTMI-Conv e ao CSL-1D, o CSL-2D tem mais níveis por transformador/braço quando todas as configurações têm o mesmo número de braços/transformadores;
- 2) O CSL-2D possui menores perdas por chaveamento e maiores perdas por condução que as topologias convencionais, sendo mais interessante para aplicações com altas tensões e baixas correntes;
- 3) O CSL-2D possui menos transformadores que as topologias convencionais quando todas as configurações têm o mesmo número de braços (podendo reduzir o custo do sistema).

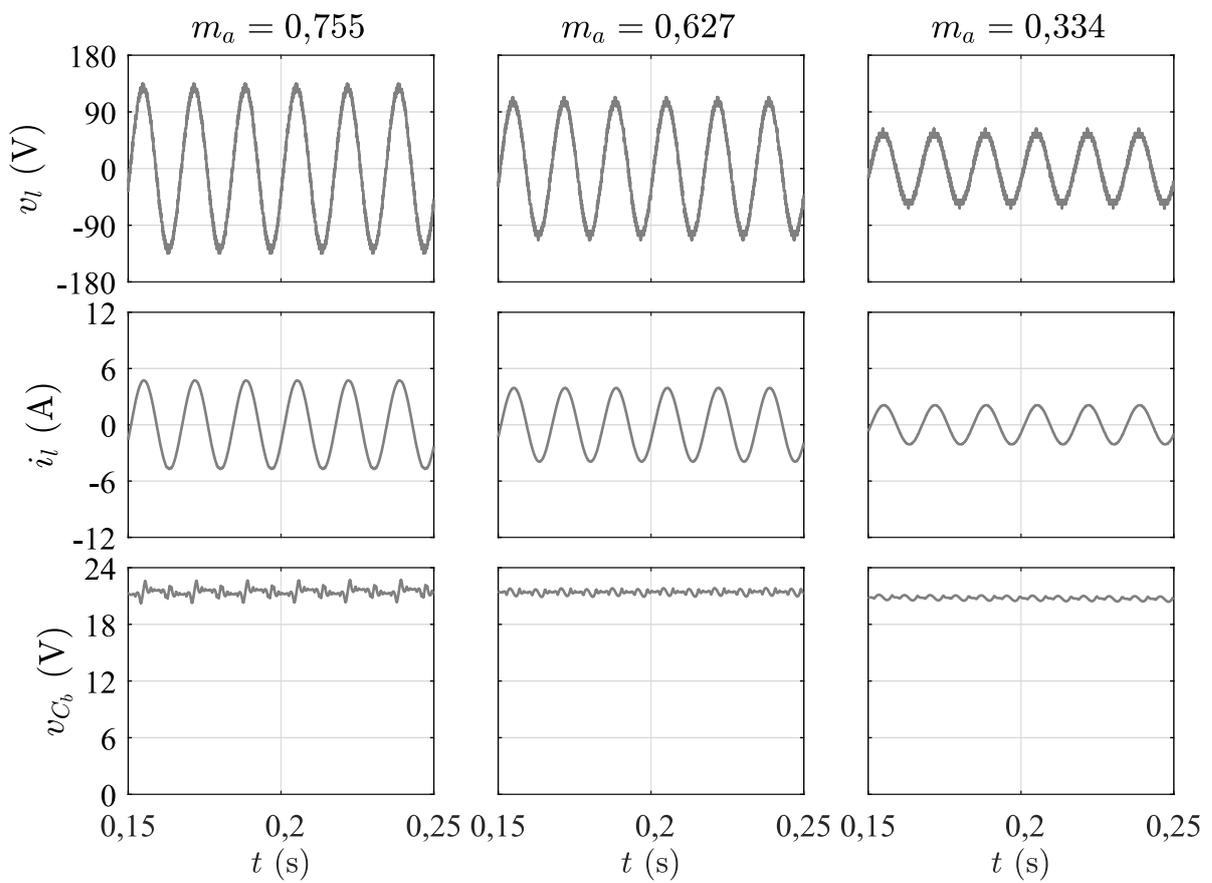


Figura 6.18 – Simulações do CSL-2D com $N_{leg} = 6$, $N_{lvl} = 49$ e carga do caso 1 com baixo índice de modulação.

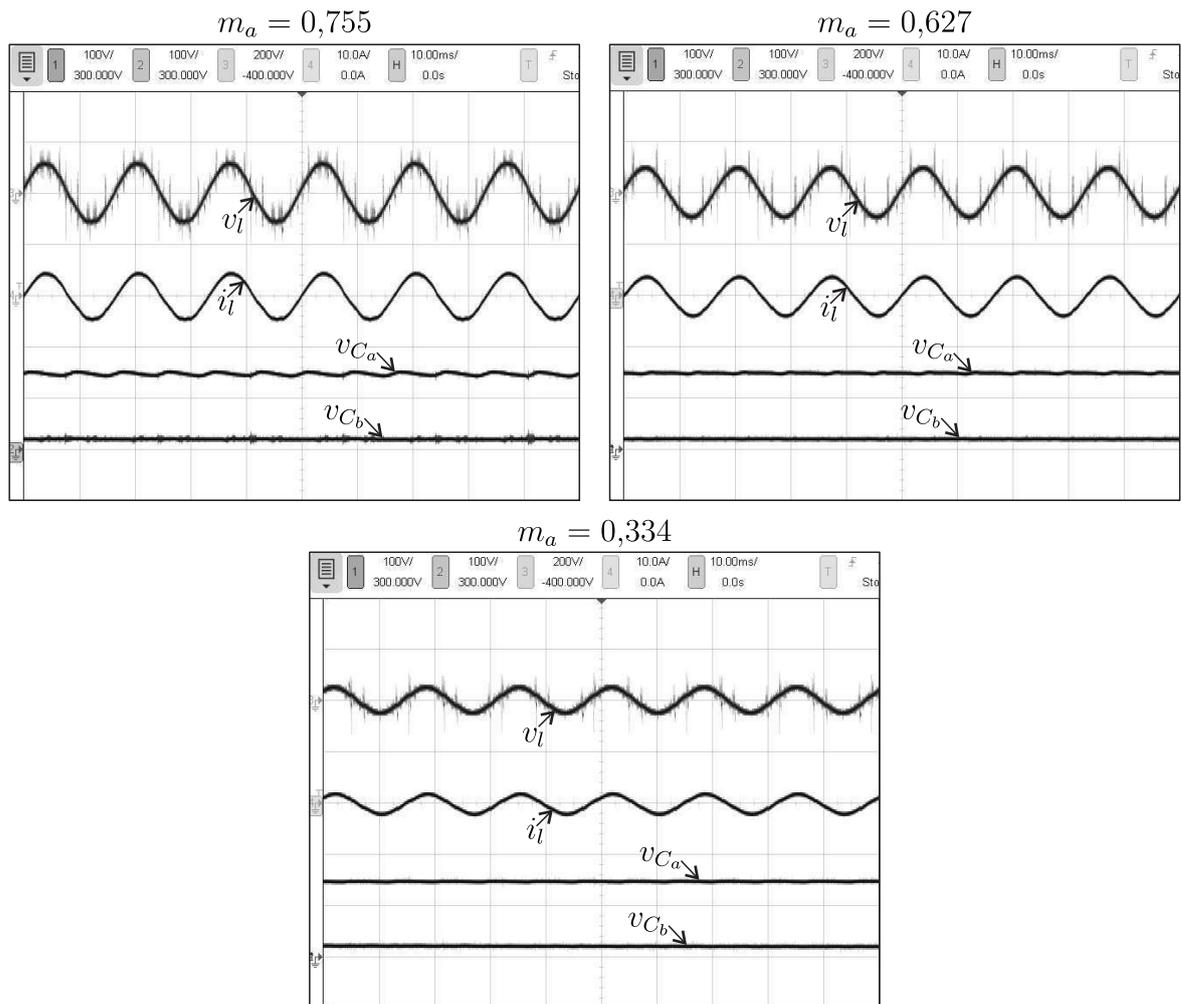


Figura 6.19 – Resultados experimentais do CSL-2D com $N_{leg} = 6$, $N_{lvl} = 49$ e carga do caso 1 com baixo índice de modulação (v_{C_a} e v_{C_b} com 100 volts/divisão, v_l com 200 volts/divisão e i_l com 10 amperes/divisão).

7

Conclusões gerais e trabalhos futuros

7.1 Conclusões gerais

Neste trabalho, foram estudadas, caracterizadas, propostas e analisadas novas topologias e técnicas de controle de conversores multiníveis CA/CC/CA monofásicos/monofásicos e monofásicos/trifásicos aplicadas a sistemas de conversão e compensação de energia. Além disso, novas técnicas de modulação PWM e de controle das tensões nos barramentos CC foram desenvolvidas de forma a otimizar o desempenho dos conversores estudados. As topologias e técnicas desenvolvidas foram comparadas às configurações e técnicas tradicionais. Com isso, comprovou-se que as mesmas são viáveis tecnicamente e possuem o desempenho mínimo desejado. Experimentos foram realizados de forma a validar as considerações teóricas.

O Capítulo 2 foi dedicado aos conversores multiníveis CA/CC/CA monofásicos/monofásicos unidirecionais. Foram propostos e discutidos conversores CA/CC/CA monofásicos/monofásicos unidirecionais compostos por dois conversores 3L com barramentos com tensões iguais. Comparados à configuração 6L, os sistemas propostos (denominados conversores 6L1D e 6L2D) possuem menor número de drivers, reduzindo o custo total dos sistemas.

Em algumas condições, os conversores 6L e 6L1D podem operar com tensões com distorções harmônicas similares e com as mesmas perdas nos semicondutores. Também podem operar com o fator de potência visto pela rede elétrica unitário. A topologia 6L2D não opera com o fator de potência visto pela rede elétrica unitário (embora esse fator de potência seja alto) e a amplitude da tensão do lado da carga deve ser menor ou igual a amplitude da tensão do lado da rede elétrica. A topologia 6L1D foi verificada como a mais interessante comparada à topologia convencional, pois possui performance aproximada e

menor custo.

O Capítulos 3 e 4 foram dedicados aos conversores multiníveis CA/CC/CA monofásicos/monofásicos bidirecionais. Os conversores propostos permitem fornecer tensão à carga com amplitude e frequência constantes e operar com a corrente da rede elétrica com baixa distorção harmônica e fator de potência alto.

No Capítulo 3, foi proposto e discutido um conversor multinível CA/CC/CA monofásico/monofásico bidirecional composto por um conversor 6L e um transformador. Ele foi denominado como topologia 6LT. O transformador aumenta a tensão disponível na entrada do conversor e pode ser utilizado para mitigar harmônicos e sobretensões na componente fundamental da tensão da rede elétrica. O sistema proposto foi comparado aos conversores 4L e 6L em termos das regiões de operação, distorções harmônicas das tensões geradas e perdas nos semicondutores. A topologia proposta foi verificada como a opção mais interessante para aplicações com altas tensões e baixas correntes. Resultados de simulação e experimentais foram incluídos de forma a validar as considerações teóricas.

No Capítulo 4, foi proposto e discutido um conversor multinível CA/CC/CA monofásico/monofásico bidirecional obtido pela adição de uma ponte H na entrada do conversor 6L. Ele foi denominado configuração 6LH. A ponte H aumenta a tensão disponível na entrada do conversor e pode ser utilizada para mitigar sobretensões e harmônicos na tensão da rede elétrica. A ponte H também aumenta o número de níveis disponíveis na entrada do conversor. A topologia proposta foi também verificada como interessante para aplicações com altas tensões e baixas correntes. Experimentos e simulações foram realizados para validar a topologia proposta.

Ainda no Capítulo 4, a configuração 6LH foi comparada às topologias 4L, 6L e 6LT por meio de simulações. A topologia 4L tem as menores perdas por condução, enquanto a topologia com o segundo melhor resultado em termos de perdas por condução é a 6LT. Entretanto, é importante considerar que os transformadores das topologias 4L e 6LT também irão gerar perdas no sistema, podendo compensar as menores perdas por condução. Considerando as perdas por chaveamento, a topologia 4L tem o pior resultado, enquanto a topologia 6LH usando a PWM vetorial tem as menores perdas por chaveamento. Mesmo considerando as perdas no transformador, a topologia 6LT se mostra interessante, pois tem a estratégia de controle mais simples que o conversor 6LH (a topologia 6LH possui três barramentos CC, enquanto a 6LT possui dois).

No Capítulo 5, foram estudadas topologias e técnicas de modulação para conversores multiníveis CA/CC/CA monofásicos/trifásicos. Neste capítulo, dois retificadores-inversores compostos por dois conversores 3L foram apresentados. As topologias estudadas foram denominadas 6LTB e 6LTL e comparadas à topologia 4LTL abordada previamente na literatura. Os modelos dos sistemas, técnicas PWM e estratégias de controle para os sistemas 6LTL e 6LTB foram apresentados. Ambas as topologias estudadas foram implementadas

experimentalmente.

Comparados à configuração 4LTL, os sistemas 6LTB e 6LTL diminuem as tensões e a potência processada pelas chaves, a distorção harmônica total com a mesma frequência de amostragem e as perdas por chaveamento e totais. Comparado ao conversor 6LTB, além de não utilizar transformador, o conversor 6LTL possui menores perdas totais e menor distorção harmônica da tensão gerada do lado da rede elétrica. Entretanto, a partir da análise regime permanente da potência nos barramentos CC, foi observado que a topologia 6LTL é apenas viável para aplicações nas quais a carga possui fator de potência alto (maior ou igual a 0,93). Tendo isso em vista, a topologia 6LTB mostrou-se a mais viável para aplicações de conversão e compensação de energia com entrada monofásica e saída trifásica, pois não possui restrições quanto ao fator de potência da carga. Além disso, essa topologia possui técnicas PWM e de controle mais simples.

No capítulo 6, foi proposto um conversor monofásico multinível e sua generalização. A configuração básica tem seis braços IGBTs de dois níveis (dois braços são compartilhados), dois transformadores e dois barramentos CC. Seu barramento de menor tensão pode ser um capacitor flutuante ou ser conectado a uma fonte CC pequena. Essa topologia foi denominada conversor CSL-2D e comparada às convencionais CSL-1D e CTMI-Conv considerando diversas características. Resultados experimentais foram apresentados para demonstrar o funcionamento do sistema.

Entre as vantagens da topologia proposta, os seguintes pontos podem ser destacados:

- 1) Comparado ao CTMI-Conv e ao CSL-1D, o CSL-2D tem mais níveis por transformador/braço quando todas as configurações têm o mesmo número de braços/transformadores;
- 2) O CSL-2D possui menores perdas por chaveamento e maiores perdas por condução do que as topologias convencionais, sendo mais interessante para aplicações com altas tensões e baixas correntes;
- 3) O CSL-2D possui menos transformadores que as topologias convencionais quando todas as configurações têm o mesmo número de braços (podendo reduzir o custo do sistema). As comparações realizadas neste capítulo consideraram as configurações operando assimetricamente, tendo em vista que a CSL-2D operando simetricamente não pode ter um dos seus barramentos flutuante. Na operação assimétrica, as relações de espiras dos transformadores e a relação de tensão nos barramentos CC (no caso do CSL-2D) são escolhidas de forma a aumentar o número de níveis das tensões geradas.

7.2 Trabalhos futuros

De forma a dar continuidade aos estudos realizados durante o desenvolvimento deste doutorado, podem ser sugeridos os seguintes trabalhos:

- Desenvolvimento de configurações trifásicas tendo por base as configurações monofá-

sicas propostas e estudadas neste trabalho;

- Investigação de novas técnicas de controle para as configurações propostas, como o controle preditivo;
- Avaliação do desempenho das configurações utilizando chaves com tecnologia *Wide Bandgap* (WBG);
- Estudo de tolerância à falhas das configurações estudadas.

Referências

- [1] RODRIGUEZ, J. et al. Multilevel converters: An enabling technology for high-power applications. *Proceedings of the IEEE*, v. 97, n. 11, p. 1786–1817, 2009. 1, 3
- [2] LEON, J. I. et al. Feed-forward space vector modulation for single-phase multilevel cascaded converters with any dc voltage ratio. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 2, p. 315–325, 2009. 2
- [3] HINAGO, Y.; KOIZUMI, H. A single-phase multilevel inverter using switched series/parallel dc voltage sources. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 57, n. 8, p. 2643–2650, 2010. 2
- [4] BUTICCHI, G.; LORENZANI, E.; FRANCESCHINI, G. A five-level single-phase grid-connected converter for renewable distributed systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 60, n. 3, p. 906–918, 2013. 2
- [5] FRANQUELO, L. G. et al. The age of multilevel converters arrives. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, v. 2, n. 2, p. 28–39, June 2008. ISSN 1932-4529. 3, 8
- [6] SIEBERT, A.; TROEDSON, A.; EBNER, S. Ac to dc power conversion now and in the future. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 38, n. 4, p. 934–940, Jul 2002. ISSN 0093-9994. 3
- [7] RODRIGUEZ, J. R. et al. Pwm regenerative rectifiers: state of the art. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 52, n. 1, p. 5–22, Feb 2005. ISSN 0278-0046. 3
- [8] SINGH, B. et al. A review of three-phase improved power quality ac-dc converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 51, n. 3, p. 641–660, June 2004. ISSN 0278-0046. 3
- [9] SINGH, B. et al. A review of single-phase improved power quality ac-dc converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 50, n. 5, p. 962–981, Oct 2003. ISSN 0278-0046. 3
- [10] WOODLEY, N. H.; MORGAN, L.; SUNDARAM, A. Experience with an inverter-based dynamic voltage restorer. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 14, n. 3, p. 1181–1186, Jul 1999. ISSN 0885-8977. 3
- [11] GHOSH, A.; JINDAL, A. K.; JOSHI, A. Design of a capacitor-supported dynamic voltage restorer (dvr) for unbalanced and distorted loads. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 19, n. 1, p. 405–413, Jan 2004. ISSN 0885-8977. 3

- [12] LI, Y. W. et al. A dual-functional medium voltage level dvr to limit downstream fault currents. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 22, n. 4, p. 1330–1340, July 2007. ISSN 0885-8993. 3
- [13] SINGH, B.; AL-HADDAD, K.; CHANDRA, A. A review of active filters for power quality improvement. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 46, n. 5, p. 960–971, Oct 1999. ISSN 0278-0046. 3
- [14] KHADEM, S. K.; BASU, M.; CONLON, M. F. Harmonic power compensation capacity of shunt active power filter and its relationship with design parameters. *IET Power Electronics*, v. 7, n. 2, p. 418–430, February 2014. ISSN 1755-4535. 3
- [15] ASIMINOAEI, L. et al. Shunt active-power-filter topology based on parallel interleaved inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 55, n. 3, p. 1175–1189, March 2008. ISSN 0278-0046. 3
- [16] RODRIGUEZ, J. et al. Multilevel voltage-source-converter topologies for industrial medium-voltage drives. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 54, n. 6, p. 2930–2945, Dec 2007. ISSN 0278-0046. 3
- [17] RODRIGUEZ, J.; LAI, J.-S.; PENG, F. Z. Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 49, n. 4, p. 724–738, Aug 2002. ISSN 0278-0046. 3
- [18] KOURO, S. et al. Recent advances and industrial applications of multilevel converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 57, n. 8, p. 2553–2580, Aug 2010. ISSN 0278-0046. 3
- [19] HAMMOND, P. W. A new approach to enhance power quality for medium voltage ac drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 33, n. 1, p. 202–208, Jan 1997. ISSN 0093-9994. 3, 8
- [20] CARRARA, G. et al. A new multilevel pwm method: a theoretical analysis. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 7, n. 3, p. 497–505, Jul 1992. ISSN 0885-8993. 3, 85
- [21] NABAE, A.; TAKAHASHI, I.; AKAGI, H. A new neutral-point-clamped pwm inverter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-17, n. 5, p. 518–523, Sept 1981. ISSN 0093-9994. 3
- [22] MEYNARD, T. A. et al. Multicell converters: basic concepts and industry applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 49, n. 5, p. 955–964, Oct 2002. ISSN 0278-0046. 3
- [23] MARIETHOZ, S.; RUFER, A. Design and control of asymmetrical multi-level inverters. In: *IEEE 2002 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society. IECON 02*. [S.l.: s.n.], 2002. v. 1, p. 840–845 vol.1. 4
- [24] SHEN, J. M.; JOU, H. L.; WU, J. C. Transformerless single-phase three-wire line-interactive uninterruptible power supply. *IET Power Electronics*, v. 5, n. 9, p. 1847–1855, November 2012. ISSN 1755-4535. 4
- [25] SANTOS, W. R. N. et al. Transformerless single-phase universal active filter with UPS features and reduced number of electronic power switches. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 31, n. 6, p. 4111–4120, June 2016. ISSN 0885-8993. 4

- [26] PARK, J. K. et al. High-performance transformerless online UPS. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 55, n. 8, p. 2943–2953, Aug 2008. ISSN 0278-0046. 4
- [27] AAMIR, M.; MEKHILEF, S. An online transformerless uninterruptible power supply (UPS) system with a smaller battery bank for low-power applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 32, n. 1, p. 233–247, Jan 2017. ISSN 0885-8993. 4
- [28] CHOI, J.-H. et al. High-performance online UPS using three-leg-type converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 52, n. 3, p. 889–897, June 2005. ISSN 0278-0046. 4
- [29] PICHAN, M.; RASTEGAR, H. Sliding-mode control of four-leg inverter with fixed switching frequency for uninterruptible power supply applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 64, n. 8, p. 6805–6814, Aug 2017. ISSN 0278-0046. 4
- [30] AZPEITIA, M. A. P. de et al. Simplified voltage-sag filler for line-interactive uninterruptible power supplies. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 55, n. 8, p. 3005–3011, Aug 2008. ISSN 0278-0046. 4
- [31] FUJITA, H.; AKAGI, H. The unified power quality conditioner: the integration of series and shunt-active filters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 13, n. 2, p. 315–322, Mar 1998. ISSN 0885-8993. 4
- [32] KHADKIKAR, V. Enhancing electric power quality using UPQC: A comprehensive overview. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 27, p. 2284–2297, 2012. ISSN 0885-8993. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6095377/>>. 4
- [33] NASIRI, A.; EMADI, A. Different topologies for single-phase unified power quality conditioners. In: . IEEE, 2003. v. 2, p. 976–981 vol.2. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/1257657/>>. 4
- [34] DEVASSY, S.; SINGH, B. Design and performance analysis of three-phase solar pv integrated upqc. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 54, n. 1, p. 73–81, Jan 2018. ISSN 0093-9994. 4
- [35] KHADKIKAR, V.; CHANDRA, A. Upqc-s: A novel concept of simultaneous voltage sag/swell and load reactive power compensations utilizing series inverter of upqc. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 26, n. 9, p. 2414–2425, Sept 2011. ISSN 0885-8993. 4
- [36] LU, Y. et al. Control strategy for single-phase transformerless three-leg unified power quality conditioner based on space vector modulation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 31, n. 4, p. 2840–2849, April 2016. ISSN 0885-8993. 4
- [37] JAVADI, A. et al. Experimental investigation on a hybrid series active power compensator to improve power quality of typical households. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 63, n. 8, p. 4849–4859, Aug 2016. ISSN 0278-0046. 4
- [38] XU, Q. et al. Analysis and control of m3c-based UPQC for power quality improvement in medium/high-voltage power grid. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 31, n. 12, p. 8182–8194, Dec 2016. ISSN 0885-8993. 4

- [39] BENTO, A. A. M. et al. One-cycle controller for a three-leg three-level single-phase unified power quality conditioner. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009. APEC 2009. Twenty-Fourth Annual IEEE*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1628–1632. ISSN 1048-2334. 4
- [40] BENTO, A. A. M.; SILVA, E. R. C. da; PRAGA, P. P. Integrated one-cycle control for three-leg universal active power filter. In: *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 3974–3980. ISSN 0275-9306. 4
- [41] CHIANG, S.; LEE, T.-S.; CHANG, J. Design and implementation of a single phase three-arms rectifier inverter. *Electric Power Applications, IEE Proceedings -*, v. 147, n. 5, p. 379–384, Sep 2000. ISSN 1350-2352. 5
- [42] JACOBINA, C.; OLIVEIRA, T.; SILVA, E. da. Control of the single-phase three-leg ac/ac converter. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 53, n. 2, p. 467–476, April 2006. ISSN 0278-0046. 5, 119, 122, 129
- [43] RODRIGUES, P. L. S.; JACOBINA, C. B.; CORREA, M. B. R. Single-phase universal active power filter based on ac/ac converters. In: *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–8. 5, 69
- [44] CHANG, J. M.; CHANG, W. N.; CHIANG, S. J. Multilevel single-phase rectifier inverter with cascaded connection of two three-arm converters. *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, v. 153, n. 5, p. 719–725, September 2006. ISSN 1350-2352. 5, 118
- [45] FREITAS, N. B. de et al. Six-leg single-phase multilevel rectifier inverter: Pwm strategies and control. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 53, n. 1, p. 350–361, Jan 2017. ISSN 0093-9994. 5, 35, 53, 63, 69, 85, 95
- [46] MAIA, A. C. N.; JACOBINA, C. B. Single-phase ac-dc-ac multilevel five-leg converter. *IET Power Electronics*, v. 7, n. 11, p. 2733–2742, 2014. ISSN 1755-4535. 5
- [47] MAIA, A. C. N.; JACOBINA, C. B. Single-phase ac–dc–ac topology for grid overvoltage and voltage harmonic mitigation. *IET Power Electronics*, v. 10, n. 12, p. 1626–1637, 2017. ISSN 1755-4535. 5
- [48] QUEIROZ, A. de P. D. et al. Single-phase ac–dc–ac multilevel converter for grid overvoltage based on an h-bridge connected in series to the five-leg converter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 54, n. 5, p. 4584–4593, Sep. 2018. ISSN 0093-9994. 5
- [49] RODRIGUES, P. et al. Single-phase universal active power filter based on four-leg ac/dc/ac converters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, p. 1–1, 2018. ISSN 0093-9994. 6
- [50] WANG, Y. et al. Open-winding power conversion systems fed by half-controlled converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 5, p. 2427–2436, May 2013. ISSN 0885-8993. 6
- [51] NIAN, H.; ZHOU, Y. Investigation of open-winding PMSG system with the integration of fully controlled and uncontrolled converter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 51, n. 1, p. 429–439, Jan 2015. ISSN 0093-9994. 6

- [52] ZHOU, Y.; NIAN, H. Current zero-crossing duration reduction of a semicontrolled open-winding pmsg system based on third harmonic current injection. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 63, n. 2, p. 750–760, Feb 2016. ISSN 0278-0046. 6
- [53] JACOBINA, C. B. et al. Ac-ac single-phase dc-link converter with four controlled switches. In: *2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1927–1932. ISSN 1048-2334. 6
- [54] SAINT, B. Rural distribution system planning using smart grid technologies. In: *2009 IEEE Rural Electric Power Conference*. [S.l.: s.n.], 2009. p. B3–B3–8. ISSN 0734-7464. 7
- [55] DUARTE, A. R. C. D. L. M. et al. Alternative energy sources in the amazon. *IEEE Power and Energy Magazine*, v. 5, n. 1, p. 51–57, Jan 2007. ISSN 1540-7977. 7
- [56] JACOBINA, C. B. et al. Ac motor drive systems with a reduced-switch-count converter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 39, n. 5, p. 1333–1342, Sept 2003. ISSN 0093-9994. 7, 120, 138
- [57] ROCHA, N. et al. Single-phase to three-phase converters with two parallel single-phase rectifiers and reduced switch count. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 31, n. 5, p. 3704–3716, May 2016. ISSN 0885-8993. 8
- [58] MACHADO, R.; BUSO, S.; POMILIO, J. A line-interactive single-phase to three-phase converter system. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 21, n. 6, p. 1628–1636, Nov 2006. ISSN 0885-8993. 8
- [59] SANTOS, E. C. dos; ROCHA, N.; JACOBINA, C. B. Suitable single-phase to three-phase ac-dc-ac power conversion system. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 30, n. 2, p. 860–870, Feb 2015. ISSN 0885-8993. 8
- [60] SWAMY, M. M.; GUDDANTI, C. An improved single-phase active-front-end rectifier system for use with three-phase variable-frequency drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 51, n. 2, p. 1732–1742, March 2015. ISSN 0093-9994. 8
- [61] KHOSRAVI, F.; AZLI, N. A.; KAYKHOSRAVI, A. Design of a reduced component count single-phase to three-phase quasi-z-source converter. *IET Power Electronics*, v. 7, n. 3, p. 489–495, March 2014. ISSN 1755-4535. 8
- [62] JACOBINA, C. B. et al. Single-phase to three-phase dc-link converters with reduced controlled switch count. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 50, n. 2, p. 1150–1160, March 2014. ISSN 0093-9994. 8
- [63] CIPRIANO, E. et al. Single-phase to three-phase power converters: State of the art. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 27, n. 5, p. 2437–2452, May 2012. ISSN 0885-8993. 8
- [64] RECH, C.; PINHEIRO, J. R. Hybrid multilevel converters: Unified analysis and design considerations. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 54, n. 2, p. 1092–1104, April 2007. ISSN 0278-0046. 8
- [65] SINGH, J.; DAHIYA, R.; SAINI, L. M. Recent research on transformer based single dc source multilevel inverter: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 82, p. 3207–3224, 2018. ISSN 1364-0321. 8

- [66] VENKATARAMANAIAH, J.; SURESH, Y.; PANDA, A. K. A review on symmetric, asymmetric, hybrid and single dc sources based multilevel inverter topologies. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 76, p. 788–812, 2017. ISSN 1364-0321. 8
- [67] SHE, X.; HUANG, A. Q.; BURGOS, R. Review of solid-state transformer technologies and their application in power distribution systems. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, v. 1, n. 3, p. 186–198, Sept 2013. ISSN 2168-6777. 8
- [68] PEREDA, J.; DIXON, J. High-frequency link: A solution for using only one dc source in asymmetric cascaded multilevel inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 58, n. 9, p. 3884–3892, Sep. 2011. ISSN 0278-0046. 8
- [69] JAHAN, H. K.; BANAEI, M. R.; MOBARAKI, S. T. Combined h-bridge cells cascaded transformers multilevel inverter. In: *The 5th Annual International Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC 2014)*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 524–528. 8
- [70] LEE, J. et al. Combination analysis and switching method of a cascaded h-bridge multilevel inverter based on transformers with the different turns ratio for increasing the voltage level. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 65, n. 6, p. 4454–4465, June 2018. ISSN 0278-0046. 8
- [71] CARLOS, G. A. de A.; JACOBINA, C. B. Series compensator based on cascaded transformers coupled with three-phase bridge converters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 53, n. 2, p. 1271–1279, March 2017. ISSN 0093-9994. 9
- [72] FLORES, P. et al. Static var compensator and active power filter with power injection capability, using 27-level inverters and photovoltaic cells. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 1, p. 130–138, Jan 2009. ISSN 0278-0046. 9
- [73] VARSCHAVSKY, A. et al. Cascaded nine-level inverter for hybrid-series active power filter, using industrial controller. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 57, n. 8, p. 2761–2767, Aug 2010. ISSN 0278-0046. 9
- [74] SONG, S. G.; KANG, F. S.; PARK, S. J. Cascaded multilevel inverter employing three-phase transformers and single dc input. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 6, p. 2005–2014, June 2009. ISSN 0278-0046. 9
- [75] MÉLLO, J. P. R. A.; JACOBINA, C. B. Single-phase converter with shared leg and generalizations. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 33, n. 6, p. 4882–4893, 2017. ISSN 0885-8993. 9, 154, 159
- [76] JAHAN, H. K. et al. Low component merged cells cascaded-transformer multilevel inverter featuring an enhanced reliability. *IET Power Electronics*, v. 10, n. 8, p. 855–862, 2017. ISSN 1755-4535. 9
- [77] JAHAN, H. K.; ZARE, K.; ABAPOUR, M. Verification of a low component nine-level cascaded-transformer multilevel inverter in grid-tied mode. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, v. 6, n. 1, p. 429–440, March 2018. ISSN 2168-6777. 9
- [78] JAMMALA, V.; YELLASIRI, S.; PANDA, A. K. Development of a new hybrid multilevel inverter using modified carrier spwm switching strategy. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 33, n. 10, p. 8192–8197, Oct 2018. ISSN 0885-8993. 9

- [79] SALEHAHARI, S. et al. Transformer-based multilevel inverters: analysis, design and implementation. *IET Power Electronics*, v. 12, n. 1, p. 1–10, 2019. ISSN 1755-4535. 9
- [80] BEHARA, S.; SANDEEP, N.; YARAGATTI, U. R. Design and implementation of transformer-based multilevel inverter topology with reduced components. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 54, n. 5, p. 4632–4639, Sep. 2018. ISSN 0093-9994. 9
- [81] FREITAS, N. B. de et al. Cascaded transformer symmetric single-phase converters with two dc sources. In: *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1301–1307. ISSN 2329-3748. 9
- [82] KANG, F.-S. et al. An efficient multilevel-synthesis approach and its application to a 27-level inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 52, n. 6, p. 1600–1606, Dec 2005. ISSN 0278-0046. 9, 154
- [83] FREITAS, N. B. de et al. Ac–dc–ac single-phase multilevel six-leg converter with a reduced number of controlled switches. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 33, n. 4, p. 3023–3033, 2018. 18
- [84] KETZER, M. B.; JACOBINA, C. B. Sensorless control technique for pwm rectifiers with voltage disturbance rejection and adaptive power factor. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 62, n. 2, p. 1140–1151, Feb 2015. ISSN 0278-0046. 33
- [85] ENJETI, P. N.; RAHMAN, A. A new single-phase to three-phase converter with active input current shaping for low cost ac motor drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 29, n. 4, p. 806–813, July 1993. ISSN 1939-9367. 34
- [86] JACOBINA, C. et al. Current control of unbalanced electrical systems. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 48, n. 3, p. 517–525, Jun 2001. ISSN 0278-0046. 34, 43, 67, 74, 103, 133
- [87] DIAS, J. A. A. et al. Application of single-phase to three-phase converter motor drive systems with IGBT dual module losses reduction. In: *2009 Brazilian Power Electronics Conference*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1155–1162. ISSN 2165-0454. 37
- [88] FREITAS, N. B. de et al. Transformer-based single-phase ac–dc–ac topology for grid issues mitigation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 55, n. 4, p. 4001–4011, July 2019. ISSN 1939-9367. 53
- [89] FREITAS, N. B. de; JACOBINA, C. B.; LACERDA, R. P. de. Single-phase ac-dc-ac topology for grid voltage compensation. In: *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 659–666. 82
- [90] FREITAS, N. B. de et al. Six-leg single-phase to three-phase converter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 53, n. 6, p. 5527–5538, Nov 2017. ISSN 0093-9994. 118
- [91] FREITAS, N. B. de; JACOBINA, C. B.; CUNHA, M. F. Multilevel single-phase converter with two dc links. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, p. 1–1, 2019. ISSN 1557-9948. 154

-
- [92] FREITAS, N. B. de; JACOBINA, C. B.; CUNHA, M. F. Single-phase cascaded-transformer converter with two dc links. In: *2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2019. 154
- [93] MÉLLO, J. P. R. A.; JACOBINA, C. B. Asymmetrical cascaded three-phase ac-dc converters with injection transformers. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 55, n. 3, p. 2800–2812, May 2019. ISSN 0093-9994. 172