



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

Sistemas Monofásicos de Conversão de Energia Elétrica Baseados em Conversores Estáticos Multiníveis CA-CC-CA e CC-CA

Rodrigo Pereira de Lacerda

Campina Grande - PB, Brasil

Novembro de 2021



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

Sistemas Monofásicos de Conversão de Energia Elétrica Baseados em Conversores Estáticos Multiníveis CA-CC-CA e CC-CA

Rodrigo Pereira de Lacerda

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

Orientadores:

Prof. Dr.Ing. Cursino Brandão Jacobina

Prof. Dr.Sc. Edgard Luiz Lopes Fabrício

Campina Grande - PB, Brasil

Novembro de 2021

L131s Lacerda, Rodrigo Pereira de.
Sistemas Monofásicos de Conversão de Energia Elétrica Baseados em Conversores Estáticos Multiníveis CA-CC-CA e CC-CA / Rodrigo Pereira de Lacerda. – Campina Grande, 2021.
298 f. : il. color.

Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática, 2021.
"Orientação: Prof. Dr. Cursino Brandão Jacobina, Prof. Dr. Edgard Luiz Lopes Fabrício".
Referências.

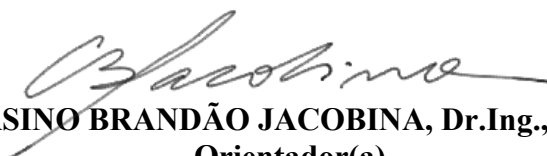
1. Barramento CC Flutuante. 2. Conversores CA-CC. 3. Conversores CA-CC-CA. 4. Estratégia de Controle. 5. Estratégia de PWM. 6. Transformador. I. Jacobina, Cursino Brandão. II. Fabrício, Edgard Luiz Lopes. III. Título.

CDU 621.314(043)

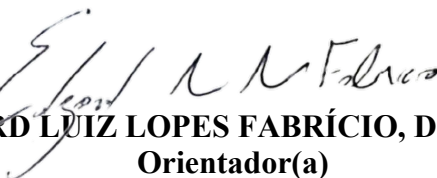
**Sistemas Monofásicos de Conversão de Energia Elétrica Baseados em Conversores Estáticos
Multiníveis CA-CC-CA e CC-CA**

RODRIGO PEREIRA DE LACERDA

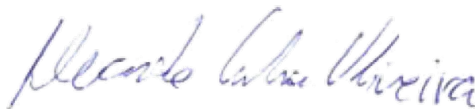
TESE APROVADA EM 19/11/2021



CURSINO BRANDÃO JACOBINA, Dr.Ing., UFCG
Orientador(a)



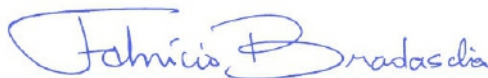
EDGARD LUIZ LOPES FABRÍCIO, D.Sc., IFPB
Orientador(a)



ALEXANDRE CUNHA OLIVEIRA, D.Sc., UFCG
Examinador(a)



MAURÍCIO BELTRÃO DE ROSSITER CORRÊA, D.Sc., UFCG
Examinador(a)



FABRÍCIO BRADASCHIA, Dr., UFPE
Examinador(a)



DARLAN ALEXANDRIA FERNANDES, D.Sc., UFPB
Examinador(a)

CAMPINA GRANDE - PB



MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
UNIVERSIDADE FEDERAL DE CAMPINA GRANDE
POS-GRADUACAO EM ENGENHARIA ELETRICA
Rua Aprigio Veloso, 882, - Bairro Universitario, 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 19 DE NOVEMBRO DE 2021
(Nº 339)

CANDIDATO: **RODRIGO PEREIRA DE LACERDA**. COMISSÃO EXAMINADORA: ALEXANDRE CUNHA OLIVEIRA, D.Sc., UFCG, Presidente da Comissão, CURSINO BRANDÃO JACOBINA, Dr.Ing., UFCG, EDGARD LUIZ LOPES FABRÍCIO, D.Sc., IFPB, Orientadores, MAURÍCIO BELTRÃO DE ROSSITER CORRÊA, D.Sc., UFCG, FABRICIO BRADASCHIA, Dr., UFPE, DARLAN ALEXANDRIA FERNANDES, D.Sc., UFPB. TÍTULO DA TESE: Sistemas Monofásicos de Conversão de Energia Elétrica Baseados em Conversores Estáticos Multiníveis CA-CC-CA e CCCA. ÁREA DE CONCENTRAÇÃO: Processamento da Energia. HORA DE INÍCIO: **14h00** – 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 candidato foi arguido 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 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 mesmo faz jus. Na forma regulamentar, foi lavrada a presente ata, que é assinada eletronicamente por mim, ÂNGELA DE LOURDES RIBEIRO MATIAS, e os membros da Comissão Examinadora presentes. Campina Grande, 19 de Novembro de 2021.

ÂNGELA DE LOURDES RIBEIRO MATIAS
Secretária

ALEXANDRE CUNHA OLIVEIRA, D.Sc., UFCG
Presidente da Comissão e Examinador Interno

CURSINO BRANDÃO JACOBINA, Dr.Ing., UFCG
Orientador

EDGARD LUIZ LOPES FABRÍCIO, D.Sc., IFPB
Orientador

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

FABRICIO BRADASCHIA, Dr., UFPE
Examinador Externo

DARLAN ALEXANDRIA FERNANDES, D.Sc., UFPB
Examinador Externo

RODRIGO PEREIRA DE LACERDA
Candidato

2 - APROVAÇÃO

2.1. Segue a presente Ata de Defesa de Tese de Doutorado do candidato **RODRIGO PEREIRA DE LACERDA**, 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 14/12/2021, às 16:21, 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 **Rodrigo Pereira de Lacerda, Usuário Externo**, em 14/12/2021, às 16:29, 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 **Fabício Bradaschia, Usuário Externo**, em 14/12/2021, às 16:45, 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 **ALEXANDRE CUNHA OLIVEIRA, PROFESSOR 3 GRAU**, em 14/12/2021, às 16:55, 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 14/12/2021, às 18:10, 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 3 GRAU**, em 15/12/2021, às 09:28, 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 **Darlan Alexandria Fernandes, Usuário Externo**, em 15/12/2021, às 10:08, 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 **2018501** e o código CRC **842D645C**.

Referência: Processo nº 23096.079491/2021-38

SEI nº 2018501

*Este trabalho é dedicado a minha
querida e amada mãe, Maria, pelo
seu amor, força e dedicação, que me
motivam e inspiram todos os dias da
minha vida.*

*"Tente, falhe, aprenda, tente de
maneira diferente. Com a prática,
os movimentos inúteis desaparecem
e as ações úteis são reforçadas."
(James Clear)*

Resumo

Neste trabalho, são propostas novas topologias de conversores multiníveis CA-CC-CA e CC-CA aplicados em sistemas monofásicos de conversão e compensação de energia elétrica. As configurações CA-CC-CA propostas são obtidas a partir da conexão de conversores de três braços (3L) e ponte H (HB), sobretudo usando transformadores de baixa e alta frequência e barramentos CC com capacitores flutuantes. Os conversores CA-CC-CA estudados fornecem tensão à carga com amplitude e frequência fixas, e corrente de entrada senoidal com baixo conteúdo harmônico e alto fator de potência, podendo ser utilizados para compensar sobretensões e afundamentos na tensão da rede elétrica, assim como potência reativa e harmônicos causados por cargas não lineares. Nessa categoria, são estudados dois grupos de conversores: 1) topologias CA-CC-CA sem transformadores de baixa frequência para aplicações nas quais a tensão nominal da carga é maior do que a tensão nominal da rede elétrica; e 2) topologias CA-CC-CA baseados em transformadores de baixa frequência para aplicações nas quais a tensão nominal da carga pode ser maior, menor ou igual à tensão nominal da rede elétrica. Essas topologias são analisadas em diferentes cenários de tensão e potência em comparação com conversores convencionais. Os benefícios gerados incluem menores distorções harmônicas e reduzidos estresses de chaveamento e perdas nos semicondutores, principalmente em cenários de tensão elevada e baixa corrente. As configurações CC-CA estudadas são baseadas na conexão de módulos de conversores com transformadores em cascada usando dois barramentos CC. Em comparação com configurações convencionais, as topologias CC-CA propostas têm menores distorções harmônicas, menor número de componentes, menores estresses de chaveamento e reduzidas perdas nos semicondutores. Resultados de simulação e experimentais são implementados para validar a operação dos sistemas propostos, e as técnicas de modulação PWM e estratégias de controle desenvolvidas.

Palavras-chave: Barramento CC flutuante. Conversores CA-CC. Conversores CA-CC-CA. Estratégia de Controle. Estratégia de PWM. Transformador.

Abstract

This work proposes new topologies of AC-DC-AC and DC-AC single-phase multilevel converters to be applied in electrical energy conversion and compensation systems. The proposed AC-DC-AC configurations are obtained from the cascaded connection of three-leg (3L) and H-bridge (HB) converters, mainly using low- and high-frequency transformers and DC links with floating capacitors. The studied AC-DC-AC converters provide load voltage with fixed amplitude and frequency and with low harmonic distortion, and maintain the grid current sinusoidal with low harmonic content and high grid power factor. They can be used to mitigate voltage sags and swells and compensate for reactive power and harmonics caused by non-linear loads. In this category, two groups of converters are studied: 1) AC-DC-AC topologies without low-frequency transformers for applications in which the nominal load voltage is higher than the nominal grid voltage; and 2) AC-DC-AC topologies based on low-frequency transformers for applications in which the nominal load voltage can be higher than, lower than, or equal to the nominal grid voltage. These topologies are analyzed in different voltage and power scenarios compared to conventional converters. The advantages achieved include lower harmonic distortions and lower stress and losses on the semiconductor devices, especially in applications in which the voltage is high and the current is low. The studied DC-AC configurations are based on the connection of converters with two dc links and cascaded transformers. Compared to conventional converters, the proposed DC-AC topologies have lower harmonic distortions, a smaller number of components, lower switching stresses, and reduced semiconductor losses. Simulation and experimental results are implemented to validate the operation of the proposed systems, and the PWM techniques and control strategies developed.

Keywords: AC-DC-AC converters. Control strategy. DC-AC converters. Floating DC links. PWM strategy. Transformer.

Sumário

Resumo	ix
Abstract	x
Sumário	xi
Lista de Tabelas	xv
Lista de Figuras	xx
Lista de Abreviaturas e Siglas	xxxii
Lista de Símbolos	xxxvi
1 Introdução	1
1.1 Apresentação do Tema	1
1.2 Revisão Bibliográfica	3
1.2.1 Conversores CA-CC-CA Monofásicos	3
1.2.2 Conversores CC-CA Monofásicos Baseados em Transformadores em Cascata	12
1.3 Objetivos e Metodologia	16
1.4 Contribuições do Trabalho	17
1.5 Publicações	21
1.6 Organização do Trabalho	23
2 Conversores Baseados na Conexão de Módulos 3L e Ponte H	26
2.1 Introdução	26
2.2 Configuração 3LH	27

2.2.1	Modelo do Sistema	30
2.2.2	Análise do Fluxo de Potência	33
2.2.3	Especificação das tensões dos barramentos CC	38
2.2.4	Estratégia de PWM	40
2.2.5	Estratégia de Controle	43
2.2.6	Resultados Experimentais	50
2.2.7	Conclusões	54
2.3	Configuração 3LH-HFL	57
2.3.1	Modelo do Sistema	58
2.3.2	Especificação das Tensões dos Barramentos CC	60
2.3.3	Análises de Distribuição de Potência	62
2.3.4	Estratégia de PWM	66
2.3.5	Estratégia de Controle	67
2.3.6	Resultados Experimentais	68
2.3.7	Conclusões	70
2.4	Análise Comparativa das Configurações 4L, 3L, 3LH e 3LH-HFL	75
2.4.1	Distorção Harmônica	75
2.4.2	Classificação dos Dispositivos Semicondutores	79
2.4.3	Perdas nos Dispositivos Semicondutores	81
2.4.4	Conclusões	86
3	Conversores Baseados na Conexão de Módulos 3L e Transformadores	90
3.1	Introdução	90
3.2	Configuração 6L-2T	91
3.2.1	Modelo do Sistema	93
3.2.2	Esforços de Tensão e Corrente nas Chaves - Definição dos valores de η_g e η_l	95
3.2.3	Estratégia de PWM	97
3.2.4	Intervalos de Sincronização	101
3.2.5	Sistema de Controle	104
3.2.6	Análises Comparativas das Configurações 4LT e 6L-2T	105
3.2.7	Resultados de Simulação e Experimentais	117

3.2.8	Conclusões	124
3.3	Configuração 6L-TF e Generalização	125
3.3.1	Modelo do Sistema	126
3.3.2	Especificação das Tensões dos Barramentos CC e da Relação de Espiras dos Transformadores	130
3.3.3	Estratégias de PWM	133
3.3.4	Comparação das Configurações 4LT, 6L-TF e 9L-2TF	138
3.3.5	Implementação da Configuração 6L-TF	146
3.3.6	Conclusões	157
3.4	Configuração 6LPS-T	159
3.4.1	Modelo do Sistema	162
3.4.2	Especificação da Tensão dos Barramentos CC	165
3.4.3	Redução da Corrente nos Braços Compartilhados	167
3.4.4	Estratégia de PWM	168
3.4.5	Estratégia de Controle	172
3.4.6	Análises Comparativas das Configurações 3LT, 6LPS-2T e 6LPS-T	172
3.4.7	Resultados Experimentais	186
3.4.8	Conclusões	188
4	Conversores Baseados na Conexão de Módulos 3L e Ponte H usando Transformadores	192
4.1	Modelo do Sistema	195
4.2	Especificação da Tensão do Barramento CC e da Relação de Espiras dos Transformadores	197
4.3	Estratégia de PWM	204
4.4	Estratégia de Controle	207
4.5	Análises Comparativas das Configurações 7L2T-GL, 7L2T-GH e 7L2T-HL	207
4.5.1	Distorção Harmônica	210
4.5.2	Classificação dos Dispositivos Semicondutores	215
4.5.3	Potência dos Transformadores	220
4.5.4	Perdas nos Dispositivos Semicondutores	222
4.6	Resultados Experimentais	229

4.7	Conclusões	236
5	Conversores CC-CA Monofásicos Baseados em Transformadores em Cascata	241
5.1	Introdução	241
5.2	Modelo do Sistema	244
5.2.1	Módulos U_n e V_n	246
5.2.2	Módulo W_n	247
5.3	Cálculo dos Parâmetros	248
5.4	Estratégia de PWM	250
5.5	Comparação das Configurações CSLs e MCSLs	251
5.5.1	Número de Componentes	254
5.5.2	Distorções Harmônicas	254
5.5.3	Classificação dos Dispositivos Semicondutores	257
5.5.4	Análise Térmica e Perdas nos Dispositivos Semicondutores	259
5.5.5	Potência dos Transformadores	266
5.6	Resultados Experimentais	266
5.7	Conclusões	270
6	Conclusões Gerais	274
6.1	Conclusões Gerais	274
6.2	Trabalhos Futuros	281
	Agradecimentos	282
	Referências Bibliográficas	283

Lista de Tabelas

2.1	Efeitos em v_{C_H} de acordo com os estados das chaves q_{H_1} e q_{H_2} quando $i_l \geq 0$.	46
2.2	Parâmetros usados nas simulações e experimentos da configuração 3LH.	52
2.3	Características da configuração 3LH operando com HFL e com FCs de acordo com a relação entre $v_{C_a}^*$ e $v_{C_H}^*$	62
2.4	Parâmetros usados nos experimentos da configuração 3LH-HFL.	69
2.5	Parâmetros utilizados na comparação das configurações 4L, 3L, 3LH e 3LH-HFL.	75
2.6	Limites de THD de corrente recomendados pela IEEE-519 (percentual em relação à componente fundamental).	77
2.7	Resultados de distorção harmônica para as configurações 4L, 3L, 3LH e 3LH-HFL (%).	77
2.8	Classificação dos dispositivos semicondutores das configurações 4L, 3L, 3LH e 3LH-HFL.	80
2.9	Perdas nos dispositivos semicondutores das configurações 4L, 3L, 3LH e 3LH-HFL operando com a mesma frequência de amostragem ($f_s = 10$ kHz) quando $S_l = 500$ VA e $S_l = 5,5$ kVA.	84
2.10	Perdas nos dispositivos semicondutores das configurações 4L, 3L, 3LH e 3LH-HFL operando com a mesma WTHD média (0,27%) quando $S_l = 500$ VA e $S_l = 5,5$ kVA.	86
2.11	Eficiência das configurações 4L, 3L, 3LH e 3LH-HFL quando $S_l = 500$ VA e $S_l = 5,5$ kVA.	87
3.1	Características da configuração 6L-2T de acordo com os valores de η_g e η_l	96
3.2	Parâmetros gerais utilizados na comparação das configurações 4LT e 6L-2T.	107
3.3	WTHD (%) das tensões sintetizadas e THD (%) das correntes na entrada e na saída das configurações 4LT e 6L-2T.	108

3.4	Perdas nos dispositivos semicondutores das configurações 4LT e 6L-2T operando em baixa tensão com potência da carga $P_l = 1$ kW.	110
3.5	Frequências médias de chaveamento dos semicondutores das configurações 4LT e 6L-2T operado com a mesma frequência de amostragem $f_s = 10$ kHz.	112
3.6	Perdas nos transformadores e perdas totais das configurações 4LT e 6L-2T para aplicações de baixa tensão e baixa corrente ($P_l = 1$ kW).	115
3.7	Parâmetros usados nas simulações e nos experimentos da configuração 6L-2T.	117
3.8	Características da configuração 6L-TF de acordo com o valor da relação de espiras do transformador e das tensões nos barramentos CC.	131
3.9	Características da configuração 9L-2TF de acordo com os valores das relações de espiras dos transformadores e das tensões nos barramentos CC.	132
3.10	Parâmetros utilizados na nas análises comparativas das configurações 4LT, 6L-TF e 9L-2TF.	138
3.11	Resultados de WTHD (%) e THD (%) das configurações 4LT, 6L-TF e 9L-2TF.	139
3.12	Frequências médias de chaveamento (kHz) dos conversores 4LT, 6L-TF e 9L-2TF operando com mesma frequência de amostragem ($f_s = 10$ kHz).	144
3.13	Frequências médias de chaveamento dos conversores 4LT, 6L-TF e 9L-2TF (kHz) operando com a mesma WTHD média.	145
3.14	Parâmetros usados nas simulações e nos experimentos da configuração 6L-TF.	148
3.15	Níveis de tensão parciais e seu correspondente efeito em v_{C_1} e v_{C_2} quando $i_g > 0$	151
3.16	Portadoras triangulares usadas na técnica LS-PWM para regular v_{C_1}	151
3.17	Corrente i_{C_1} para cada combinação de estado das chaves e seu efeito em v_{C_1} quando $i_g > i_l$	152
3.18	Parâmetros utilizados na comparação das configurações 3LT, 6LPS-2T e 6LPS-T.	174
3.19	WTHD (%) das tensões e THD (%) das correntes das configurações 3LT, 6LPS-2T e 6LPS-T.	176
3.20	Classificação dos dispositivos semicondutores das configurações 3LT, 6LPS-2T e 6LPS.	177
3.21	Perdas nos dispositivos semicondutores das configurações 3LT, 6LPS-2T e 6LPS-T operando com mesma $f_s = 10$ kHz quando $S_l = 500$ VA e $S_l = 5,5$ kVA.	180

3.22	Perdas nos dispositivos semicondutores das configurações 3LT, 6LPS-2T e 6LPS-T operando com mesma WTHD média (0, 21%) quando $S_l = 500$ VA e $S_l = 5,5$ kVA.	182
3.23	Perdas nos transformadores das configurações 3LT, 6LPS-2T e 6LPS-T quando $S_l = 500$ VA e $S_l = 5,5$ kVA.	184
3.24	Resultados de eficiência das topologias 3LT, 6LPS-2T e 6LPS-T quando $S_l = 500$ VA e $S_l = 5.5$ kVA.	186
3.25	Parâmetros utilizados nos experimentos da configuração 6LPS-T.	187
4.1	Características da configuração 7L2T-GL de acordo com os valores de η_g e η_l	201
4.2	Características da configuração 7L2T-GH de acordo com os valores de η_g e η_l	201
4.3	Características da configuração 7L2T-HL de acordo com os valores de η_h e η_l	201
4.4	Parâmetros gerais utilizados na comparação das configurações 7L2T-GL, 7L2T-GH, 7L2T-HL, 6L-2T, 6L-TF, 4LT e 6LT.	209
4.5	WTHD (%) das tensões e THD (%) das correntes das configurações 7L2T-GL, 7L2T-GH, 6L-2T, 6L-TF, 4LT e 6LT operando no cenário i ($E_g = V_l^*$).	210
4.6	WTHD (%) das tensões e THD (%) das correntes das configurações 7L2T-GL, 7L2T-HL, 6L-2T, 6L-TF, 4LT e 6LT operando no cenário ii ($E_g = V_l^*/2$).	212
4.7	WTHD (%) das tensões e THD (%) das correntes das configurações 7L2T-GL, 7L2T-GH, 6L-2T, 4LT e 6LT operando no cenário iii ($E_g = 2V_l^*$).	214
4.8	Classificação dos dispositivos semicondutores das configurações 7L2T-GL, 7L2T-GH, 6L-2T, 6L-TF, 4LT e 6LT operando no cenário i ($E_g = V_l^*$).	216
4.9	Classificação dos dispositivos semicondutores das configurações 7L2T-GL, 7L2T-HL, 6L-2T, 6L-TF, 4LT e 6LT operando no cenário ii ($E_g = V_l^*/2$).	218
4.10	Classificação dos dispositivos semicondutores das configurações 7L2T-GL, 7L2T-GH, 6L-2T, 4LT e 6LT operando no cenário iii ($E_g = 2V_l^*$).	219
4.11	Potência processada pelos transformadores das configurações 7L2T-GL, 7L2T-GH, 6L-2T, 6L-TF, 4LT e 6LT operando no cenário i ($E_g = V_l^*$), normalizada em relação a potência de saída do sistema.	220
4.12	Potência média processada nos transformadores das configurações 7L2T-GL, 7L2T-HL, 6L-2T, 6L-TF, 4LT e 6LT operando no cenário ii ($E_g = V_l^*/2$), normalizada em relação a potência de saída do sistema.	221

4.13	Potência média processada nos transformadores das configurações 7L2T-GL, 7L2T-GH, 6L-2T, 4LT e 6LT operando no cenário <i>iii</i> ($E_g = 2V_l^*$), normalizada em relação a potência de saída do sistema.	221
4.14	Perdas nos dispositivos semicondutores das configurações 7L2T-GL, 7L2T-GH, 6L-2T, 6L-TF, 4LT e 6LT operando no cenário <i>i</i> ($E_g = V_l^*$) com mesma $f_s = 10$ kHz.	223
4.15	Perdas nos dispositivos semicondutores das configurações 7L2T-GL, 7L2T-GH, 6L-2T, 6L-TF, 4LT e 6LT operando no cenário <i>i</i> ($E_g = V_l^*$) com mesma WTHD média (0,15%).	225
4.16	Perdas nos dispositivos semicondutores das configurações 7L2T-GL, 7L2T-HL, 6L-2T, 6L-TF, 4LT e 6LT operando no cenário <i>ii</i> ($E_g = V_l^*/2$) com mesma $f_s = 10$ kHz.	226
4.17	Perdas nos dispositivos semicondutores das configurações 7L2T-GL, 7L2T-HL, 6L-2T, 6L-TF, 4LT e 6LT operando no cenário <i>ii</i> ($E_g = V_l^*/2$) com mesma WTHD média (0,15%).	227
4.18	Perdas nos dispositivos semicondutores das configurações 7L2T-GL, 7L2T-GH, 6L-2T, 4LT e 6LT operando no cenário <i>iii</i> ($E_g = 2V_l^*$) com mesma $f_s = 10$ kHz.	228
4.19	Perdas nos dispositivos semicondutores das configurações 7L2T-GL, 7L2T-GH, 6L-2T, 4LT e 6LT operando no cenário <i>iii</i> ($E_g = 2V_l^*$) com mesma WTHD média (0,15%).	229
4.20	Parâmetros usados nos experimentos das configurações 7L2T-GL e 7L2T-GH.	230
4.21	Parâmetros usados nos experimentos da configuração 7L2T-HL.	231
5.1	N_{leg} e N_{trf} das topologias propostas de acordo com o número de módulos U_n , V_n ou W_n (N_{cell}) conectados.	249
5.2	Cálculo dos parâmetros das topologias propostas operando na condição simétrica e não isolada: tensão do barramento CC (v_C), relação de espiras dos transformadores (η) e máximo número de níveis da tensão v_l (N_{lvl}).	249
5.3	Níveis de tensão positivos gerados pela configuração CSL-2D-6L1V.	251
5.4	Parâmetros gerais usados nas análises comparativas.	253

5.5	Parâmetros específicos das topologias avaliadas: número de barramentos CC (N_{link}), número de braços (N_{leg}), número de transformadores (N_{trf}), número de níveis da tensão v_l (N_{lvl}), relação de espiras dos transformadores (η_k) e tensão nos barramentos CC (v_C).	253
5.6	Distorção harmônica da tensão v_l	255
5.7	Classificação de corrente, tensão e frequência média de chaveamento (f_{kt}) dos dispositivos semicondutores; perdas totais ($P_{t_{kt}}$) nos braços individuais; temperatura de junção dos diodos antiparalelos ($T_{j(D_{kt})}$) e IGBTs ($T_{j(Q_{kt})}$) das configurações CSL-2D-5L1U, CSL-2D-6L1V e MCSL-2D-6L.	258
5.8	Classificação de corrente, tensão e frequência média de chaveamento (f_{kt}) dos dispositivos semicondutores; perdas totais ($P_{t_{kt}}$) nos braços individuais; temperatura de junção dos diodos antiparalelos ($T_{j(D_{kt})}$) e IGBTs ($T_{j(Q_{kt})}$) das configurações CSL-2D-8L2U, CSL-2D-8L1W e MCSL-3D-9L.	259
5.9	Parâmetros do circuito térmico equivalente.	262
5.10	Valor da resistência dissipador-ambiente ($R_{th_{h-a}}$) das configurações CSLs e MCSLs.	263
5.11	Perdas nos dispositivos semicondutores das configurações CSLs e MCSLs para $P_l = 8$ kW.	264
5.12	Potência processada pelos transformadores (%), normalizada em relação a $P_l = 8$ kW.	266
5.13	Parâmetros usados nos experimentos das configurações CSLs e MCSLs.	267

Lista de Figuras

1.1	Conversores CA-CC-CA monofásicos convencionais. (a) Configuração 4L. (b) Configuração 3L.	5
1.2	Configuração 4LT.	8
1.3	Configuração 3L com transformador.	9
1.4	Configuração 6LT.	10
1.5	Configuração 6LPS-2T.	10
1.6	Conversor CHB com transformadores em cascata - Configuração CTMI-CHB.	14
1.7	Conversor modular 3L com transformadores em cascata - Configuração MCSL- $N_{link}D-N_lL$	15
1.8	Módulos de conversores básicos usados nas configurações CA-CC-CA propostas. (a) Conversor 3L - módulo com três braços de dois níveis. (b) Conversor HB - módulo com dois braços de dois níveis.	18
1.9	Módulos de conversores usados nas configurações multiníveis CC-CA propostas. (a) Módulo básico. (b) Módulo U . (c) Módulo V . (d) Módulo W	20
2.1	Conversores CA-CC-CA avaliados. (a) Configuração convencional 4L. (b) Configuração convencional 3L. (c) Configuração proposta 3LH.	28
2.2	Circuito equivalente da configuração 3LH.	30
2.3	Potências médias máximas e mínimas processadas pelo barramento H (P_{CH}) variando-se o índice de modulação na saída (m_o) do conversor. (a) Caso $v_{CH} = v_{Ca}$. (b) Caso $v_{CH} = v_{Ca}/2$. (c) Caso $v_{CH} = v_{Ca}/3$	36
2.4	Potências médias máximas e mínimas processadas pelo barramento H (P_{CH}) variando-se o índice de modulação na entrada (m_i) do conversor. (a) Caso $v_{CH} = v_{Ca}$. (b) Caso $v_{CH} = v_{Ca}/2$. (c) Caso $v_{CH} = v_{Ca}/3$	37

2.5	Tensões mínimas dos barramentos CC em função de θ_{lg} para a configuração 3LH. (a) Com $v_{CH}^* = v_{Ca}^*$. (c) Com $v_{CH}^* = v_{Ca}^*/2$. (d) Com $v_{CH}^* = v_{Ca}^*/3$	40
2.6	Planos vetoriais v_l x v_g gerados pela configuração 3LH. (a) Caso $v_{CH} = v_{Ca}$. (b) Caso $v_{CH} = v_{Ca}/2$. (c) Caso $v_{CH} = v_{Ca}/3$	42
2.7	Diagramas de controle e de potência da configuração 3LH.	45
2.8	Diagrama de controle simplificado usado para calcular os ganhos dos controladores.	47
2.9	Bancada experimental usada na obtenção dos resultados experimentais das configurações propostas.	51
2.10	Resultados experimentais da configuração 3LH alimentando uma carga RL. (a) Tensões sintetizadas v_g e v_l , e correntes i_g e i_l . (b) Tensão e_g e corrente i_g sincronizadas e tensões dos barramentos CC v_{Ca} e v_{CH} controladas. (c) Variação de 40% na tensão da rede elétrica. (d) Transitório de carga.	53
2.11	Resultados experimentais da configuração 3LH alimentando uma carga não linear. (a) Tensões sintetizadas v_g e v_l , e correntes i_g e i_l . (b) Tensão e_g e corrente i_g sincronizadas e tensões dos barramentos CC v_{Ca} e v_{CH} controladas. (c) Corrente i_g e espectro de i_g ($THD_{i_g} = 3,62\%$). (d) Corrente i_l e espectro de i_l ($THD_{i_l} = 33,16\%$).	54
2.12	Espectro de i_g para a configuração 3L ($THD_{i_g} = 4,44\%$).	55
2.13	Configuração 3LH-HFL. (a) Circuito da topologia. (b) Circuito simplificado.	58
2.14	Tensões mínimas dos barramentos CC em função de θ_{lg} para a configuração 3LH-HFL. (a) Com $v_{CH}^* = v_{Ca}^*$. (c) Com $v_{CH}^* = v_{Ca}^*/2$. (d) Com $v_{CH}^* = v_{Ca}^*/3$	61
2.15	Potência média de saída dos conversores a (P_{out_a}) e H ($P_{HFL} = P_{out_H}$) em função de m_o quando $f_p = 0,5$ e $f_p = 1,0$. (a) $v_{CH} = v_{Ca}/2$. (b) $v_{CH} = v_{Ca}/3$	65
2.16	Potência média na saída dos conversores a (P_{out_a}) e H ($P_{HFL} = P_{out_H}$) em função de m_i quando $m_o = 1,0$, $f_p = 0,5$ e $f_p = 1,0$. (a) $v_{CH} = v_{Ca}/2$. (b) $v_{CH} = v_{Ca}/3$	65
2.17	Planos vetoriais v_l x v_g gerados pela configuração 3LH-HFL. (a) Caso $v_{CH} = v_{Ca}/2$. (b) Caso $v_{CH} = v_{Ca}/3$	66
2.18	Diagramas de controle e de potência da configuração 3LH-HFL.	68

- 2.19 Resultados experimentais da configuração 3LH-HFL com $v_{C_H} = v_{C_a}/2$ - carga RL. (a) Tensões sintetizadas v_g e v_l , e correntes i_g e i_l . (b) Tensão e_g e corrente i_g sincronizadas e tensões dos barramentos CC v_{C_a} e v_{C_H} controladas. (c) Tensões e correntes no primário (v_{HF_p} e i_{HF_p} , respectivamente) e no secundário (v_{HF_s} e i_{HF_s} , respectivamente) do transformado de alta frequência. (d) Sobretensão de 30% na tensão da rede elétrica. (e) Afundamento 20% na tensão da rede elétrica. (f) Transitório de carga. 71
- 2.20 Resultados experimentais da configuração 3LH-HFL com $v_{C_H} = v_{C_a}/3$ - carga RL. (a) Tensões sintetizadas v_g e v_l , e correntes i_g e i_l . (b) Tensão e_g e corrente i_g sincronizadas e tensões dos barramentos CC v_{C_a} e v_{C_H} controladas. (c) Tensões e correntes no primário (v_{HF_p} e i_{HF_p} , respectivamente) e no secundário (v_{HF_s} e i_{HF_s} , respectivamente) do transformado de alta frequência. (d) Sobretensão de 30% na tensão da rede elétrica. (e) Afundamento 20% na tensão da rede elétrica. (f) Transitório de carga. 72
- 2.21 Resultados experimentais da configuração 3LH-HFL com $v_{C_H} = v_{C_a}/2$ - carga não linear. (a) Tensões sintetizadas v_g e v_l , e correntes i_g e i_l . (b) Tensão e_g e corrente i_g sincronizadas e tensões dos barramentos CC v_{C_a} e v_{C_H} controladas. 73
- 2.22 Resultados experimentais da configuração 3LH-HFL com $v_{C_H} = v_{C_a}/3$ - carga não linear. (a) Tensões sintetizadas v_g e v_l , e correntes i_g e i_l . (b) Tensão e_g e corrente i_g sincronizadas e tensões dos barramentos CC v_{C_a} e v_{C_H} controladas. 73
- 2.23 Tensões v_g e v_l geradas pelas configurações analisadas usando a estratégia SV-PWM. (a) Configuração 4L. (b) Configuração 3L. (c) Configuração 3LH com $v_{C_H} = v_{C_a}/2$. (d) Configuração 3LH-HFL com $v_{C_H} = v_{C_a}/2$. (e) Configuração 3LH-HFL com $v_{C_H} = v_{C_a}/3$ 78
- 2.24 Perdas nos dispositivos semicondutores das configurações 4L, 3L, 3LH e 3LH-HFL operando com a mesma frequência de amostragem ($f_s = 10$ kHz) em função da potência aparente da carga S_l . (a) Perdas por condução (P_{cd}). (b) Perdas por chaveamento (P_{sw}). (c) Perdas totais (P_{T_s}). 83
- 2.25 Perdas nos dispositivos semicondutores das configurações 4L, 3L, 3LH e 3LH-HFL operando com a mesma WTHD média (0,27%) em função da potência aparente da carga S_l . (a) Perdas por condução (P_{cd}). (b) Perdas por chaveamento (P_{sw}). (c) Perdas totais (P_{T_s}). 85

2.26	Eficiência (E_f) das configurações 4L, 3L, 3LH e 3LH-HFL em função da potência aparente da carga S_l . (a) Todas as topologias operando com a mesma frequência de amostragem ($f_s = 10$ kHz). (b) Todas as topologias operando com a mesma WTHD média (0,27%).	87
3.1	Configuração proposta 6L-2T.	92
3.2	Circuito simplificado da configuração proposta 6L-2T.	93
3.3	Plano vetorial $v_l \times v_g$ obtido pela configuração 6L-2T operando no Cenário <i>i</i> – $E_g = V_l^*$ com $\eta_g = 1/2$ e $\eta_l = 1/3$	98
3.4	Plano vetorial $v_l \times v_g$ obtido pela configuração 6L-2T operando no Cenário <i>ii</i> – $E_g = V_l^*/2$ com $\eta_g = 1/3$ e $\eta_l = 1$	98
3.5	Plano vetorial $v_l \times v_g$ obtido pela configuração 6L-2T operando no Cenário <i>iii</i> – $E_g = 2V_l^*$ com $\eta_g = 2$ e $\eta_l = 1/3$	99
3.6	Plano vetorial $v_l \times v_g$ obtido pela configuração 4LT operando no Cenário <i>i</i> – $E_g = V_l^*$ com $\eta_g = 1/2$	99
3.7	Plano vetorial $v_l \times v_g$ obtido pela configuração 4LT operando no Cenário <i>ii</i> – $E_g = V_l^*/2$ com $\eta_g = 1/2$	100
3.8	Plano vetorial $v_l \times v_g$ obtido pela configuração 4LT operando no Cenário <i>iii</i> – $E_g = 2V_l^*$ com $\eta_g = 1/2$	100
3.9	Diagrama fasorial da configuração 6L-2T.	103
3.10	Diagramas de controle e de potência para a configuração 6L-2T.	106
3.11	Tensões geradas pelos conversores estudados. (a) e (b) para o cenário <i>i</i> (220/220 V). (a) Configuração 4LT. (b) Configuração 6L-2T. (c) e (d) para o cenário <i>ii</i> (110/220 V) . (c) 4LT. (b) 6L-2T. (e) e (f) para o cenário <i>iii</i> (220/110 V). (c) 4LT. (b) 6L-2T.	109
3.12	Perdas nos dispositivos semicondutores das configurações 4LT e 6L-2T. (a) Cenário <i>i</i> ($E_g = V_l^*$). (b) Cenário <i>ii</i> ($E_g = V_l^*/2$). (c) Cenário <i>iii</i> ($E_g = 2V_l^*$).	111
3.13	Perdas totais das configurações 4LT e 6L-2T. (a) Cenário <i>i</i> ($E_g = V_l^*$). (b) Cenário <i>ii</i> ($E_g = V_l^*/2$). (c) Cenário <i>iii</i> ($E_g = 2V_l^*$).	116
3.14	Resultados de simulação do controle da configuração 6L-2T no cenário <i>i</i> com sobretensão sustentada na rede elétrica de 12%.	119

3.15	Resultados de simulação do controle da configuração 6L-2T no cenário <i>ii</i> com sobretensão sustentada na rede elétrica de 30%.	120
3.16	Resultados de simulação do controle da configuração 6L-2T no cenário <i>iii</i> com sobretensão sustentada na rede elétrica de 12%.	121
3.17	Resultados experimentais da configuração 6L-2T em regime permanente. (a) Cenário <i>i</i> – com sobretensão sustentada de 12% na tensão da rede elétrica. (b) Cenário <i>ii</i> – com sobretensão sustentada de 30% na tensão da rede elétrica. (c) Cenário <i>iii</i> – com sobretensão sustentada de 12% na tensão da rede elétrica.	122
3.18	Resultados experimentais da configuração 6L-2T operando em estado transitório. (a) Sobretensão sustentada na tensão da rede elétrica. (b) Transitório de carga.	123
3.19	Circuito generalizado para as configurações propostas constituídas por N módulos de conversores 3L e $N - 1$ transformadores de baixa frequência conectados em série no lado da rede elétrica.	126
3.20	Configurações propostas investigadas. (a) Configuração 6L-TF. (b) Configuração 9L-2TF.	127
3.21	Circuito equivalente generalizado das configurações propostas.	128
3.22	Planos vetoriais v_l x v_g gerados pela configuração 6L-TF e os estados de chaveamento quando $v_l \geq 0$. (a) Cenário <i>i</i> . (b) Cenário <i>ii</i>	134
3.23	Planos vetoriais v_l x v_g gerados pela configuração 9L-2TF e os estados de chaveamento quando $v_l \geq 0$. (a) Cenário <i>i</i> . (b) Cenário <i>ii</i>	135
3.24	Equivalência entre as técnicas SV-PWM e LS-PWM.	136
3.25	Tensões v_g e v_l geradas pelos conversores estudados. (a) e (b) Configuração 4LT. (a) Cenário <i>i</i> ($E_g = V_l^*$). (b) Cenário <i>ii</i> ($E_g = V_l^*/2$). (c) e (d) Configuração 6L-TF. (c) Cenário <i>i</i> ($E_g = V_l^*$). (d) Cenário <i>ii</i> ($E_g = V_l^*/2$). (e) e (f) Configuração 9L-2TF. (e) Cenário <i>i</i> ($E_g = V_l^*$). (f) Cenário <i>ii</i> ($E_g = V_l^*/2$).	140
3.26	Perdas nos dispositivos semicondutores dos conversores 4LT, 6L-TF e 9L-2TF operando com a mesma frequência de amostragem $f_s = 10$ kHz - Cenário <i>i</i> ($E_g = V_l^*$). (a) Perdas por condução. (b) Perdas por chaveamento. (c) Perdas totais.	142

3.27	Perdas nos dispositivos semicondutores dos conversores 4LT, 6L-TF e 9L-2TF operando com a mesma frequência de amostragem $f_s = 10$ kHz - Cenário <i>ii</i> ($E_g = V_l^*/2$). (a) Perdas por condução. (b) Perdas por chaveamento. (c) Perdas totais.	143
3.28	Eficiência dos conversores 4LT, 6L-TF e 9L-2TF operando com a mesma frequência de amostragem - $f_s = 10$ kHz. (a) No cenário <i>i</i> ($E_g = V_l^*$). (b) No cenário <i>ii</i> ($E_g = V_l^*/2$).	144
3.29	Perdas totais nos dispositivos semicondutores dos conversores 4LT, 6L-TF e 9L-2TF operando com a mesma WTHD média. (a) Cenário <i>i</i> ($E_g = V_l^*$). (b) Cenário <i>ii</i> ($E_g = V_l^*/2$).	146
3.30	Diagramas de controle e de potência da configuração 6L-TF.	149
3.31	Resultados de simulação da configuração 6L-TF com sobretensão sustentada na rede elétrica de 20% (cenário <i>i</i>) - carga RL. (a) v_g e v_l . (b) i_g , i_l , v_{C_1} e v_{C_2} reguladas. (c) e_g e i_g sincronizadas.	153
3.32	Resultados de simulação da configuração 6L-TF com sobretensão sustentada na rede elétrica de 20% (cenário <i>i</i>) - carga não linear. (a) v_g e v_l . (b) i_g , i_l , v_{C_1} e v_{C_2} reguladas. (c) e_g e i_g sincronizadas.	153
3.33	Resultados de simulação da configuração 6L-TF com sobretensão sustentada na rede elétrica de 25% (cenário <i>ii</i>) - carga RL. (a) v_g e v_l . (b) i_g , i_l , v_{C_1} e v_{C_2} reguladas. (c) e_g e i_g sincronizadas.	154
3.34	Resultados de simulação da configuração 6L-TF com sobretensão sustentada na rede elétrica de 25% (cenário <i>ii</i>) - carga não linear. (a) v_g e v_l . (b) i_g , i_l , v_{C_1} e v_{C_2} reguladas. (c) e_g e i_g sincronizadas.	154
3.35	Resultados experimentais da configuração 6L-TF com sobretensão sustentada na rede elétrica de 20% (cenário <i>i</i>). (a) Sem carga. (b) Carga RL. (c) Carga não linear.	155
3.36	Resultados experimentais da configuração 6L-TF com sobretensão sustentada na rede elétrica de 25% (cenário <i>ii</i>). (a) Sem carga. (b) Carga RL. (c) Carga não linear.	156
3.37	Resultados experimentais da configuração 6L-TF com transitório de carga. (a) No cenário <i>i</i> . (b) No cenário <i>ii</i>	157
3.38	Configurações convencionais. (a) Configuração 3LT. (b) Configuração 6LPS-2T.	160

3.39	Configuração proposta 6LPS-T.	161
3.40	Circuito equivalente da configuração proposta 6LPS-T.	162
3.41	Circuito simplificado do lado da rede para as configurações 6LPS-T e 6LPS-2T.	164
3.42	Diagramas fasoriais de tensões e correntes das configurações investigadas. (a) Convencional 3LT. (b) Proposta 6LPS-T.. . . .	167
3.43	Portadoras triangulares.	171
3.44	Diagramas de controle e de potência da configuração proposta 6LPS-T. . . .	173
3.45	Tensões v_g e v_l geradas pelos conversores estudados. (a) Configuração 3LT. (b) Configuração 6LPS-2T. (c) Configuração 6LPS-T. (d) Configuração 6LPS-T*. . . .	175
3.46	Perdas nos dispositivos semicondutores das configurações 3LT, 6LPS-2T e 6LPS-T operando com a mesma frequência de amostragem ($f_s = 10$ kHz) em função da potência aparente da carga S_l . (a) Perdas por condução (P_{cd}). (b) Perdas por chaveamento (P_{sw}). (c) Perdas totais (P_{Ts}). (d) Perdas totais nos semicondutores por número de braços.	179
3.47	Perdas nos dispositivos semicondutores das configurações 3LT, 6LPS-2T e 6LPS-T operando com a mesma WTHD média (0,21%) em função da potência aparente da carga S_l . (a) Perdas por condução (P_{cd}). (b) Perdas por chaveamento (P_{sw}). (c) Perdas totais (P_{Ts}). (d) Perdas totais nos semicondutores por número de braços.	181
3.48	Perdas nos transformadores das configurações 3LT, 6LPS-2T e 6LPS-T. . . .	184
3.49	Eficiência (E_f) das configurações 3LT, 6LPS-2T e 6LPS-T em função da potência aparente da carga S_l . (a) Todas as topologias operando com a mesma frequência de amostragem ($f_s = 10$ kHz). (b) Todas as topologias operando com a mesma WTHD média (0,21%).	185
3.50	Resultados experimentais da configuração 6LPS-T alimentando uma carga RL. (a) Tensões sintetizadas v_g e v_l , e correntes i_g e i_l . (b) Tensões v_{gh_a} e v_{gh_b} , e correntes i_{g_a} e i_{g_b} . (c) Tensão e_g e corrente i_g sincronizadas e tensões dos barramentos CC v_{C_a} e v_{C_b} controladas. (d) Conexão da carga RL aos terminais de saída do conversor. (e) Transitório de carga.	189

3.51	Resultados experimentais da configuração 6LPS-T alimentando uma carga não linear. (a) Tensões sintetizadas v_g e v_l , e correntes i_g e i_l . (b) Tensões v_{gh_a} e v_{gh_b} , e correntes i_{g_a} e i_{g_b} . (c) Tensão e_g e corrente i_g sincronizadas e tensões dos barramentos CC v_{C_a} e v_{C_b} controladas. (d) Espectro de i_g ($THD_{i_g} = 3,04\%$). (e) Espectro de i_l ($THD_{i_l} = 39,11\%$).	190
4.1	Topologias CA-CC-CA propostas. (a) Configuração 7L2T-GL. (b) Configuração 7L2T-GH. (c) Configuração 7L2T-HL.	194
4.2	Circuitos simplificados das topologias propostas. (a) Configuração 7L2T-GL. (b) Configuração 7L2T-GH. (c) Configuração 7L2T-HL.	196
4.3	Tensão mínima do barramento CC em função de θ_{lg} - Configuração 7L2T-GL. (a),(b) e (c) Cenário $i - E_g = V_l$. (a) Condição nominal. (b) Afundamento de 100% na tensão da rede elétrica. (c) Sobretensão de 12,5% na tensão da rede elétrica. (d),(e) e (f) Cenário $ii - E_g = V_l/2$. (d) Condição nominal. (e) Afundamento de 100% na tensão da rede elétrica. (f) Sobretensão de 33% na tensão da rede elétrica. (g),(h) e (i) Cenário $iii - E_g = 2V_l$. (g) Condição nominal. (h) Afundamento de 100% na tensão da rede elétrica. (i) Sobretensão de 12,5% na tensão da rede elétrica.	202
4.4	Tensão mínima do barramento CC em função de θ_{lg} - Configuração 7L2T-GH. (a),(b) e (c) Cenário $i - E_g = V_l$. (a) Condição nominal. (b) Afundamento de 100% na tensão da rede elétrica. (c) Sobretensão de 16,7% na tensão da rede elétrica. (d),(e) e (f) Cenário $iii - E_g = 2V_l$. (d) Condição nominal. (e) Afundamento de 100% na tensão da rede elétrica. (f) Sobretensão de 16,7% na tensão da rede elétrica.	203
4.5	Tensão mínima do barramento CC em função de θ_{lg} - Configuração 7L2T-HL. (a),(b) e (c) Cenário $ii - E_g = V_l/2$. (a) Condição nominal. (b) Afundamento de 100% na tensão da rede elétrica. (c) Sobretensão de 20% na tensão da rede elétrica.	203
4.6	Planos vetoriais v_l x v_g gerados pela configuração 7L2T-GL. (a) Cenário i ($\eta_g = 1/2$ e $\eta_l = 1/3$). (b) Cenário ii ($\eta_g = 1/3$ e $\eta_l = 1$). (c) Cenário iii ($\eta_g = 2$ e $\eta_l = 1/3$).	205

4.7	Planos vetoriais v_l x v_g gerados pela configuração 7L2T-GH. (a) Cenário i ($\eta_g = 1/2$ e $\eta_l = 2$). (b) Cenário iii ($\eta_g = 2$ e $\eta_l = 1/2$).	206
4.8	Plano vetorial v_l x v_g gerado pela configuração 7L2T-HL - Cenário ii ($\eta_g = 2$ e $\eta_l = 2$)	206
4.9	Diagramas de controle e de potência das configurações 7L2T-GL, 7L2T-GH e 7L2T-HL.	208
4.10	Tensões v_g e v_l geradas pelos conversores avaliados no cenário i ($E_g = V_l^*$). (a) Configuração proposta 7L2T-GL. (b) Configuração proposta 7L2T-GH. (c) Configuração proposta 6L-2T. (d) Configuração proposta 6L-TF. (e) Configuração convencional 6LT. (f) Configuração convencional 4LT.	211
4.11	Tensões v_g e v_l geradas pelos conversores avaliados no cenário ii ($E_g = V_l^*/2$). (a) Configuração proposta 7L2T-GL. (b) Configuração proposta 7L2T-HL. (c) Configuração proposta 6L-2T. (d) Configuração proposta 6L-TF. (e) Configuração convencional 6LT. (f) Configuração convencional 4LT.	213
4.12	Tensões v_g e v_l geradas pelos conversores avaliados no cenário iii ($E_g = 2V_l^*$). (a) Configuração proposta 7L2T-GL. (b) Configuração proposta 7L2T-GH. (c) Configuração proposta 6L-2T. (d) Configuração convencional 6LT. (e) Configuração convencional 4LT.	214
4.13	Visão geral da plataforma experimental e seus principais componentes.	230
4.14	Resultados experimentais da configuração 7L2T-GL no cenário $E_g = V_l^*$ com carga RL. (a) Tensões v_g e v_l , e correntes i_g e i_l . (b) Tensão do barramento CC (v_C) controlada e corrente i_g sincronizada com a tensão da rede elétrica e_g . (c) Sobretensão de 12,5% na tensão da rede elétrica. (d) Afundamento de 15% na tensão da rede elétrica. (e) Transitório de carga.	233
4.15	Resultados experimentais da configuração 7L2T-GL no cenário $E_g = 2V_l^*$ com carga não linear. (a) Tensões v_g e v_l , e correntes i_g e i_l . (b) Tensão do barramento CC (v_C) controlada e corrente i_g sincronizada com a tensão da rede elétrica e_g	234

4.16	Resultados experimentais da configuração 7L2T-GH no cenário $E_g = V_l^*$ com carga RL. (a) Tensões v_g e v_l , e correntes i_g e i_l . (b) Tensão do barramento CC (v_C) controlada e corrente i_g sincronizada com a tensão da rede elétrica e_g . (c) Sobretensão de 16% na tensão da rede elétrica. (d) Afundamento de 20% na tensão da rede elétrica. (e) Transitório de carga.	235
4.17	Resultados experimentais da configuração 7L2T-GH no cenário $E_g = 2V_l^*$ com carga não linear. (a) Tensões v_g e v_l , e correntes i_g e i_l . (b) Tensão do barramento CC (v_C) controlada e corrente i_g sincronizada com a tensão da rede elétrica e_g	236
4.18	Resultados experimentais da configuração 7L2T-HL no cenário $E_g = V_l^*/2$ com carga RL. (a) Tensões v_g e v_l , e correntes i_g e i_l . (b) Tensão do barramento CC (v_C) controlada e corrente i_g sincronizada com a tensão da rede elétrica e_g . (c) Sobretensão de 16% na tensão da rede elétrica. (d) Afundamento de 20% na tensão da rede elétrica. (e) Transitório de carga.	237
4.19	Resultados experimentais da configuração 7L2T-HL no cenário $E_g = V_l^*/2$ com carga não linear. (a) Tensões v_g e v_l , e correntes i_g e i_l . (b) Tensão do barramento CC (v_C) controlada e corrente i_g sincronizada com a tensão da rede elétrica e_g . (c) Espectro de i_g ($THD_{i_g} = 4,71\%$). (d) Espectro de i_l ($THD_{i_l} = 78,63\%$).	238
5.1	Configuração modular convencional MCSL- N_{link} D- N_l L.	242
5.2	Módulos de conversores que formam as configurações propostas CSL-2D- N_{leg} L N_{cell} M. (a) Módulo básico. (b) Módulo U_n . (c) Módulo V_n . (d) Módulo W_n	245
5.3	Diagrama generalizado para as configurações propostas CSL-2D- N_{leg} L N_{cell} M.	246
5.4	Configurações CSLs propostas e analisadas. (a) Configuração CSL-2D-5L1U. (b) Configuração CSL-2D-6L1V. (c) Configuração CSL-2D-8L2U. (d) Configuração CSL-2D-8L1W.	252
5.5	Número de níveis (N_{lvl}) em função do número de componentes (N_{comp}) das configurações estudadas.	254

5.6	Tensão de saída gerada pelas configurações avaliadas. (a) CSL-2D-5L1U. (b) CSL-2D-6L1V. (c) MCSL-2D-6L. (d) CSL-2D-8L2U. (e) CSL-2D-8L1W. (f) MCSL-3D-9L.	256
5.7	Circuito térmico equivalente de um dispositivo semiconductor.	261
5.8	Circuito térmico equivalente generalizado das configurações estudadas considerando que os módulos IGBTs são montados sobre o mesmo dissipador. . .	261
5.9	Resultados experimentais da configuração CSL-2D-5L1U na condição de operação simétrica e não isolada. (a) $m_o = 1$ com $N_{lwl} = 13$. (b) $m_o = 0,8$ com $N_{lwl} = 11$. (c) $m_o = 0,6$ com $N_{lwl} = 9$	268
5.10	Resultados experimentais da configuração CSL-2D-6L1V na condição de operação simétrica e não isolada. (a) $m_o = 1$ com $N_{lwl} = 21$. (b) $m_o = 0,8$ com $N_{lwl} = 17$. (c) $m_o = 0,6$ com $N_{lwl} = 13$	269
5.11	Resultados experimentais da configuração convencional MCSL-2D-6L. (a) $m_o = 1$ com $N_{lwl} = 17$. (b) $m_o = 0,8$ com $N_{lwl} = 15$. (c) $m_o = 0,6$ com $N_{lwl} = 11$. .	270
5.12	Eficiência dos conversores medida experimentalmente. (a) Configuração CSL-2D-5L1U ($E_f = 98,81\%$). (b) Configuração CSL-2D-6L1V ($E_f = 97,17\%$). (c) Configuração MCSL-2D-6L ($E_f = 96,96\%$).	271

Lista de Abreviaturas e Siglas

- 1C – Estratégia de PWM que utiliza uma portadora triangular de alta frequência.
- 2C – Estratégia de PWM *Interleaved* que utiliza duas portadora triangulares de alta frequência defasadas entre si de 180°.
- 3L – Configuração CA-CC-CA monofásica com três braços e um barramento capacitivo.
- 3LH – Configuração CA-CC-CA monofásica composta por um conversor 3L e por uma ponte H inserida no lado da carga.
- 3LH-HFL – Configuração CA-CC-CA monofásica composta por um conversor 3L, por uma ponte H inserida no lado da carga e um *link* de alta frequência.
- 3LT – Configuração CA-CC-CA monofásica com três braços, um barramento capacitivo e um transformador de baixa frequência.
- 4C – Estratégia de PWM *Interleaved* que utiliza quatro portadora triangulares de alta frequência defasadas entre si de 90°.
- 4L – Configuração CA-CC-CA monofásica com quatro braços e um barramento capacitivo.
- 4LT – Configuração CA-CC-CA monofásica com quatro braços, um barramento capacitivo e um transformador de baixa frequência inserido no lado da rede elétrica.
- 6L-2T – Configuração CA-CC-CA monofásica composta por dois conversores 3L (seis braços), um barramento capacitivo e dois transformadores de baixa frequência inseridos no lado da rede e no lado da carga.

- 6L-TF – Configuração CA-CC-CA monofásica composta por dois conversores 3L (seis braços), dois barramentos capacitivos e um transformador de baixa frequência inserido no lado da rede.
- 6LPS-T – Configuração CA-CC-CA monofásica composta por dois conversores 3L (seis braços) que são conectados em paralelo no lado da rede e em série no lado da carga, dois barramentos capacitivos e um transformador de baixa frequência inserido no lado da carga.
- 6LPS-2T – Configuração CA-CC-CA monofásica composta por dois conversores 3L (seis braços) que são conectados em paralelo no lado da rede e em série no lado da carga, dois barramentos capacitivos e dois transformadores de baixa frequência inseridos no lado da carga.
- 6LT – Configuração CA-CC-CA monofásica com seis braços, dois barramentos capacitivos e um transformador de baixa frequência inserido no lado da rede.
- 7L2T-GH – Configuração CA-CC-CA monofásica com sete braços, composta por um conversor 3L e duas pontes H inseridas no lado da rede e no ramo compartilhado (sete braços), um barramento capacitivo e dois transformadores de baixa frequência.
- 7L2T-GL – Configuração CA-CC-CA monofásica com sete braços, composta por um conversor 3L e duas pontes H inseridas no lado da rede e no lado da carga (sete braços), um barramento capacitivo e dois transformadores de baixa frequência.
- 7L2T-HL – Configuração CA-CC-CA monofásica com sete braços, composta por um conversor 3L e duas pontes H inseridas no ramo compartilhado e no lado da carga (sete braços), um barramento capacitivo e dois transformadores de baixa frequência.
- 9L-2TF – Configuração CA-CC-CA monofásica composta por três conversores 3L (nove braços), três barramentos capacitivos e dois transformadores de baixa frequência inseridos no lado da rede.
- CA – Corrente Alternada.
- CB-PWM – *Carrier-Based PWM* (PWM baseado em portadoras triangulares de alta frequência).

-
- CC – Corrente Contínua.
- CHB – *Cascaded H-bridge* (Conversor Ponte H em Cascata).
- CSC – *Current Source Converter* (Conversor Fonte de Corrente).
- CSL – *Cascaded Shared Leg Converter* (Conversor em Cascata com Braços Compartilhados).
- CSL-2D-5L1U – Configuração CC-CA não isolada em cascata com cinco braços, dois barramentos capacitivos e um transformador de baixa frequência.
- CSL-2D-6L1V – Configuração CC-CA não isolada em cascata com seis braços, dois barramentos capacitivos e dois transformadores de baixa frequência.
- CSL-2D-8L1W – Configuração CC-CA não isolada em cascata com oito braços, dois barramentos capacitivos e três transformadores de baixa frequência.
- CSL-2D-8L2U – Configuração CC-CA não isolada em cascata com oito braços, dois barramentos capacitivos e três transformadores de baixa frequência.
- CTMI – *Cascaded Transformers Multilevel Inverter* (Inversor Multinível com Transformadores em Cascata).
- CTMI-CHB – Conversor CHB com transformadores em cascata e um barramento capacitivo.
- DSP – *Digital Signal Processors* (Processador Digital de Sinal).
- DVR – *Dynamic Voltage Restorers* (Compensador Série de Tensão).
- FC – *Flying Capacitor* (Capacitor Flutuante).
- FPGA – *Field Programmable Gate Array*.
- GEN – Generate (Gerar).
- IEEE – *Institute of Electrical and Electronics Engineers* (Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos).
- ECCE – *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*.

IGBT	– <i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> (Transistor Bipolar de Porta Isolada).
HB	– <i>H-Bridge Converter</i> (Módulo conversor ponte H).
HB_D	– Ponte retificadora do <i>link</i> de alta frequência.
HB_I	– Ponte inversora do <i>link</i> de alta frequência.
HB_g	– Ponte H conectada no lado da rede das configurações 7L2T-GL e 7L2T-GH. Ponte H conectado no ramo compartilhado da configuração 7L2T-HL.
HB_l	– Ponte H conectada no lado da carga das configurações 7L2T-GL e 7L2T-HL. Ponte H conectado no ramo compartilhado da configuração 7L2T-GH.
HFL	– <i>High Frequency Link</i> (Link de Alta Frequência).
HFT	– <i>High Frequency Transformer</i> (Transformador de Alta Frequência).
HVDC	– <i>High-Voltage Direct Current</i> (Transmissão em Corrente Contínua).
LEIAM	– Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamento de Máquinas.
LS-PWM	– <i>Level-Shifted</i> PWM (PWM baseado em portadoras triangulares com diferentes níveis de tensão).
MOSFET	– <i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i> (Transistor de Efeito de Campo de Semicondutor de Óxido Metálico).
MLI	– <i>Multilevel Inverters</i> (Inversores Multiníveis).
MCSL	– <i>Modular Cascaded Shared Leg Converter</i> (Conversor Modular em Cascata com Braços Compartilhados).
MATLAB	– <i>MATrix LABoratory Software</i> .
NPC	– <i>Neutral-Point Clamped</i> (Ponto de Neutro Grampeado).
PI	– Proporcional Integral.
PLL	– <i>Phase-Locked Loop</i> (Malha de Captura de Fase).

-
- PS-PWM – *Phase-Shifted* PWM (PWM baseado em portadoras triangulares defasadas entre si).
- PSIM – *Power Electronics Simulation Software*.
- PWM – *Pulse Width Modulation* (Modulação por Largura de Pulso).
- pu/p.u. – por unidade.
- RMS – *Root Mean Square* (Raiz Média Quadrática).
- SST – *Solid-State Transformer* (Transformadores de Estado Sólido).
- SV-PWM – *Space Vector Pulse Width Modulation* (Modulação por Largura de Pulso Vetorial).
- THD – *Total Harmonic Distortion* (Distorção Harmônica Total).
- UPQC – *Unified Power Quality Conditioner* (Condicionador Unificado de Qualidade de Energia).
- UPS – *Uninterruptible Power Supply* (Fonte de Alimentação Ininterrupta).
- VSC – *Voltage Source Converter* (Conversor Fonte de Tensão).
- WTHD – *Weighted Total Harmonic Distortion* (Distorção Harmônica Total Ponderada).
- ZSC – *Z-Source Converter* (Conversor Fonte de Impedância).

Lista de Símbolos

- * – Como sobrescrito, define uma variável de referência.
- α_c e α_g – Parâmetros do modelo de controle da tensão do barramento CC.
- α_{i_k} – Ângulo de fase entre as correntes i_{gk} e i_l da configuração 6LPS-T.
- α_{vg} e α_{vC} – Constantes determinadas em função dos valores de η_g e η_l .
- β – Ponteiro que representa $2N_{trf}$, quando as configurações CSLs são constituídas pelos módulos U_n ou V_n ; e $N_{trf} - 1$, quando as configurações CSLs são formadas por módulos W_n .
- γ – Constante de proporcionalidade.
- ΔV_{vl} – Diferença de tensão entre os dois níveis mais próximos de v_l .
- δ_g – Ângulo de fase da tensão da rede elétrica e_g .
- η – Relação de espiras dos transformadores.
- η_g – Relação de espiras do transformador T_g .
- η_{HFT} – Relação de espiras do transformador de alta frequência.
- η_j – Relação de espiras do transformador T_j . Onde $j = g, l$.
- η_k – Relação de espiras do transformador T_k . Onde $k = 1, 2, \dots, N_{trf}$.
- η_l – Relação de espiras do transformador T_l .
- η_p – Número de espiras do enrolamento primário do transformador de alta frequência.

- η_s – Número de espiras do enrolamento secundário do transformador de alta frequência.
- θ_g – Ângulo de fase da tensão v_g^* .
- θ_{gk} – Ângulo de fase da tensão de referência v_{gk}^* da configuração 6LPS-T.
- θ_l – Ângulo de fase da tensão v_l^* .
- θ_{lg} – Ângulo entre as tensões v_g^* e v_l^* .
- θ_{lgk} – Ângulo entre as tensões v_{gk}^* e v_l^* definidas para a configuração 6LPS-T.
- θ_{lgmax} – Máximo ângulo admitido entre as tensões v_g^* e v_l^* , quando a tensão do barramento CC é igual ao valor mínimo requerido.
- $\theta_{t_1}, \theta_{t_2}, \theta_{t_3}$ e θ_{t_4} – Ângulos de fase das portadoras triangulares de alta frequência usadas na estratégia de PWM da configuração 6LPS-T.
- λ – Ponteiro que representa 0, quando as configurações CSLs são formadas por módulos U_n ; -1 , quando as configurações CSLs são formadas por módulos V_n ; e 1, quando as configurações CSLs são formadas por módulos W_n .
- μ_h, μ_{h_a} e μ_{h_2} – Parâmetros utilizados para definir as tensões de polo de referência da configuração 3LH.
- μ_{ha}^*, μ_{hb}^* e μ_{xl}^* – Parâmetros usados na estratégia de PWM da configuração 6LPS-T.
- χ_1 – Amplitude da componente fundamental considerada nos cálculos de THD e WTHD.
- χ_h – Amplitude da componente harmônica de ordem h^{th} considerada nos cálculos de THD e WTHD.
- ω – Frequência angular da rede elétrica.
- 0_k – Ponto médio do barramento CC do conversor k .
- 0_t – Ponto médio do barramento CC do conversor t das configurações MCSLs e CSLs.
- A – Área da seção transversal do núcleo do transformador de alta frequência.

B_{max}	– Densidade de fluxo magnético máximo no núcleo do transformador de alta frequência.
C	– Capacitância do barramento CC do conversor.
C_k	– Capacitância do barramento CC do conversor k .
C_l	– Capacitância da carga não linear.
C_{th}	– Capacitância térmica.
E_f	– Eficiência.
e_g	– Tensão da rede elétrica.
E_g	– Amplitude da tensão da rede elétrica.
f	– Frequência de operação do transformador de alta frequência.
f_g	– Frequência da rede elétrica.
f_l	– Frequência da carga.
f_p	– Fator de potência da carga.
f_{pg}	– Fator de potência da rede elétrica.
f_s	– Frequência de amostragem do PWM.
f_{s_k}	– Frequência média de chaveamento do braço s_k .
f_{kt}	– Frequência média de chaveamento dos dispositivos semicondutores das configurações MCSLs e CSLs.
G_{fc}	– Função de transferência de malha fechada do controle da tensão do barramento CC.
G_{fi}	– Função de transferência de malha fechada do controle da corrente da rede elétrica.
G_{oc}	– Função de transferência de malha aberta do controle da tensão do barramento CC.
G_{oi}	– Função de transferência de malha aberta do controle da corrente da rede elétrica.

- G_{PI_c} – Função de transferência do controlador PI convencional da tensão do barramento CC.
- G_{PI_i} – Função de transferência do controlador PI convencional de corrente.
- $G_{PI_{mod}}$ – Função de transferência do controlador PI modificado.
- i_{C_1} e i_{C_2} – Correntes nos barramentos capacitivos dos conversores 1 e 2 da configuração 6L-TF.
- I_g – Amplitude da corrente na rede elétrica.
- i_g – Corrente da rede elétrica.
- I_g^* – Amplitude da corrente de referência da rede elétrica.
- $i_{g1,2}$ – Correntes nos braços da ponte H conectada no lado da rede das configurações 7L2T-GL e 7L2T-GH. Correntes nos braços da ponte H conectado no ramo compartilhado da configuração 7L2T-HL.
- $I_{g_a}^*$ e $I_{g_b}^*$ – Amplitude das correntes de referência na entrada dos módulos 3L da configuração 6LPS-T.
- I_h – Amplitude da corrente no braço compartilhado.
- i_h – Corrente do braço compartilhado.
- I_j – Tensão eficaz e corrente eficaz nas bobinas do transformador j .
- i_{k_a} – Corrente no braço k_a das configurações CSLs.
- i_{k_b} – Corrente no braço k_b das configurações CSLs.
- I_l – Amplitude da corrente na carga.
- i_l – Corrente da carga.
- $i_{l1,2}$ – Correntes nos braços da ponte H conectada no lado da carga das configurações 7L2T-GL e 7L2T-HL. Correntes nos braços da ponte H conectado no ramo compartilhado da configuração 7L2T-GH.

- i_{s_a} – Corrente no braço s_a das configurações CSLs.
- i_{s_b} – Corrente no braço s_b das configurações CSLs.
- $I_{s,j}$ – Corrente eficaz no lado secundário do transformador j .
- I_{s_k} – Amplitude da corrente do braço s_k .
- i_{s_k} – Corrente do braço s_k .
- I_t – Corrente eficaz do transformador de referência usado para determinar o modelo de perdas nos transformadores.
- L_f – Indutor de filtro dos braços paralelos da configuração 6LPS-T.
- l_f – Indutância interna do filtro indutivo L_f .
- L_g – Indutor de acoplamento com a rede elétrica.
- L'_g – Indutor de acoplamento com a rede elétrica da configuração 6LPS-T.
- l_g – Indutância interna do indutor de acoplamento com a rede elétrica.
- L_l – Indutância da carga.
- lvl_{n_l} – Nível n_l .
- K – Ponteiro que representa $2n$, quando a configuração CSL é formada por módulos U_n ; $3n$, quando a configuração CSL é formada por módulos V_n ; e $4n$, quando a configuração CSL é formada por módulos W_n .
- k_a, k_b e k_c – Ganhos do controlador PI modificado.
- K_g – Constante definida na determinação do modelo de controle da tensão do barramento CC.
- k_{pc} e k_{ic} – Ganhos proporcional e integral, respectivamente, do controlador PI convencional da tensão do barramento CC.
- k_{pi} e k_{ii} – Ganhos proporcional e integral, respectivamente, do controlador PI convencional de corrente.

- k_t – Braços dos conversores CSLs. Onde $t = a, b$ e $k = s$ (braços compartilhados do módulo básico), $k = 1, 2, \dots, N_{leg_a}$ (braços dos módulos U_n, V_n ou W_n conectados ao barramento a) ou $k = 1, 2, \dots, N_{leg_b}$ (braços dos módulos U_n, V_n ou W_n conectados ao barramento b).
- M – Tipo de módulos que constituem as estruturas CSLs, $M = U, V$ ou W .
- m – Ponteiro que representa $2n - 1$, quando a configuração CSL é formada por módulos U_n ; $3n - 2$, quando a configuração CSL é formada por módulos V_n ; e $4n - 3$, quando a configuração CSL é formada por módulos W_n .
- m_i – Índice de modulação na entrada.
- m_o – Índice de modulação na saída.
- $m_{o_{max}}$ – Máximo índice de modulação admitido na saída do conversor 3LH operando com capacitores flutuantes.
- n – Ponteiro que representa o n -ésimo módulo das configurações CSLs.
- N_{3L} – Número de módulos 3L conectados.
- N_{cell} – Número de módulos interconectados.
- N_{comp} – Número de componentes.
- N_{conv} – Número de conversores conectados.
- N_h – Número de harmônicos levados em consideração considerado nos cálculos de THD e WTHD.
- n_a e n_b – Sequências binárias dos estados das chaves $[q_{g_a}, q_{l_a}, q_{h_a}]$ e $[q_{g_b}, q_{l_b}, q_{h_b}]$, respectivamente, convertidos para números decimais da configuração 6L-2T.
- n_a e n_b – Números binários convertidos para números decimais, que representam, respectivamente, os estados das chaves dos conversores a e b que geram $V_{n_a, n_b}^{n_i}$, para as configurações CSLs.
- n_a e n_H – Sequências binárias dos estados das chaves $\{q_{g_a}, q_{l_a}, q_{h_a}\}$ e $\{q_{H_1}, q_{H_2}\}$, respectivamente, convertidos para números decimais das configurações 3LH e 3LH-HFL.

- n_g, n_a e n_l – Sequências binárias dos estados das chaves $\{q_{g_1}, q_{g_2}\}$, $\{q_{g_a}, q_{l_a}, q_{h_a}\}$ e $\{q_{l_1}, q_{l_2}\}$, respectivamente, convertidos para números decimais das configurações 7L2T-GL, 7L2T-GH e 7L2T-HL.
- $n_{g_1}, n_{g_2}, n_{g_3}$ e n_{g_4} – Níveis de tensão parciais das portadoras triangulares usadas para modular $v_{g_{1 \rightarrow 2}}^*$ no caso da configuração 6L-TF.
- n_k – Sequências binárias dos estados das chaves $[q_{g_k}, q_{l_k}, q_{h_k}]$ convertidos para números decimais da configuração 6L-TF e generalizações.
- n_l – N -ésimo nível de tensão gerado por v_l ($n_l = \{1, 2, \dots, N_{lvl}\}$).
- $n_{l_1}, n_{l_2}, n_{l_3}$ e n_{l_4} – Níveis de tensão parciais das portadoras triangulares usadas para modular $v_{l_{1 \rightarrow 2}}^*$ no caso da configuração 6L-TF.
- N_{leg} – Número de braços das topologias.
- N_{leg_a} e N_{leg_b} – Número de braços dos conversores a e b das configurações CSLs.
- N_{link} – Número de barramentos CC das topologias.
- N_{lvl} – Número de níveis da tensão multinível sintetizada na saída dos conversores.
- n_{s_k} – Número de vezes que as chaves do braço s_k são ligadas e desligadas durante um período completo das tensões geradas.
- n_{k_t} – Número de vezes que as chaves do braço k_t são ligadas e desligadas durante um período completo das tensões geradas.
- N_{trf} – Número total de transformadores.
- p_{C_1} e p_{C_2} – Potências instantâneas nos barramentos capacitivos dos conversores 1 e 2 da configuração 6L-TF.
- P_{C_1} e P_{C_2} – Potências médias nos barramentos capacitivos dos conversores 1 e 2 da configuração 6L-TF.
- p_{C_a} – Potência instantânea do barramento a .
- P_{C_a} – Potência média do barramento a .
- P_{cd} – Perdas por condução nos dispositivos semicondutores.

$P_{cd_{conv}}$	– Perdas por condução nos dispositivos semicondutores dos conversores principais.
$P_{cd_{HFL}}$	– Perdas por condução nos dispositivos semicondutores do <i>link</i> de alta frequência.
p_{C_H}	– Potência instantânea do barramento H .
P_{C_H}	– Potência média do barramento H .
$P_{cl,j}$	– Perdas no núcleo do transformador j .
p_{in}	– Potência instantânea na entrada do sistema.
P_{in}	– Potência média na entrada do sistema.
p_{io}	– Diferença entre as potências instantâneas na entrada e na saída do sistema.
$P_{in_{Sa}}$	– Potência média da fonte CC conectada ao barramento CC do conversor a que constitui as configurações CSL-2D-5L1U, CSL-2D-6L1V e MCSL-2D-6L.
$P_{in_{Sb}}$	– Potência média da fonte CC conectada ao barramento CC do conversor b que constitui as configurações CSL-2D-5L1U, CSL-2D-6L1V e MCSL-2D-6L.
p_{HFL}	– Potência instantânea processada pelo <i>link</i> de alta frequência.
P_{HFL}	– Potência média processada pelo <i>link</i> de alta frequência.
P_l	– Potência ativa da carga.
p_{out}	– Potência instantânea na saída do sistema.
P_{out}	– Potência média na saída do sistema.
P_{sw}	– Perdas por chaveamento nos dispositivos semicondutores.
$P_{sw_{conv}}$	– Perdas por chaveamento nos dispositivos semicondutores dos conversores principais.
$P_{sw_{HFL}}$	– Perdas por chaveamento nos dispositivos semicondutores do <i>link</i> de alta frequência.

P_t	– Perdas totais, incluindo as perdas nos semicondutores e as perdas nos transformadores.
$P_{t(D_{k_t})}$	– Perdas totais nos diodos antiparalelos.
$P_{t_{k_t}}$	– Perdas totais nos dispositivos semicondutores do braço k_t .
$P_{t(Q_{k_t})}$	– Perdas totais nos IGBTs.
$P_{T_{s_{HFL}}}$	– Perdas totais nos dispositivos semicondutores do <i>link</i> de alta frequência.
P_{T_j}	– Perdas totais no transformador j .
P_{T_s}	– Perdas totais nos dispositivos semicondutores.
$P_{T_{s_{conv}}}$	– Perdas totais nos dispositivos semicondutores dos conversores principais.
P_{T_t}	– Perdas totais nos transformadores das estruturas.
$P_{wl,j}$	– Perdas por condução no transformador j .
Q_{k_t} e D_{k_t}	– Subscritos que indicam, respectivamente, os valores dos parâmetros por IGBT e diodo antiparalelo do braço k_t .
q_{k_t}	– Estado binário da chave superior do braço k_t das configurações MCSLs e CSLs.
q_{s_k}	– Estado da chave superior do braço s_k .
\bar{q}_{s_k}	– Estado da chave inferior do braço s_k .
$R_{eq,j}$	– Resistência equivalente refletida ao lado secundário do transformador.
r_f	– Resistência interna do filtro indutivo L_f .
r_g	– Resistência interna do indutor de acoplamento com a rede elétrica.
R_{i_g}	– Controlador PI modificado da corrente na rede elétrica.
$R_{i_{ga}}$ e $R_{i_{gb}}$	– Controladores PI de dupla sequência das correntes na entrada dos módulos 3L da configuração 6LPS-T.
R_l	– Resistência da carga.

- $R_{p,j}$ e $R_{s,j}$ – Resistências do primário e do secundário do transformador j , respectivamente.
- R_t – Resistência do transformador de referência usado para determinar o modelo de perdas nos transformadores.
- R_{th} – Resistência térmica.
- $R_{th_{c-h}}$ – Resistência térmica entre a cápsula e o dissipador.
- $R_{th_{c-h}(Q_{k_t})}$ e $R_{th_{c-h}(D_{k_t})}$ – Resistências térmicas cápsula-dissipador por IGBT e diodo antiparalelo do braço k_t , respectivamente.
- $R_{th_{h-a}}$ – Resistência térmica entre o dissipador e o ambiente.
- $R_{th_{h-a}(Q_{k_t})}$ e $R_{th_{h-a}(D_{k_t})}$ – Resistências térmicas dissipador-ambiente por IGBT e diodo antiparalelo do braço k_t , respectivamente.
- $R_{th_{j-c}}$ – Resistência térmica entre a junção e a cápsula.
- $R_{th_{j-c}(Q_{k_t})}$ e $R_{th_{j-c}(D_{k_t})}$ – Resistências térmicas junção-cápsula por IGBT e diodo antiparalelo do braço k_t , respectivamente.
- R_{v_C} – Controlador PI convencional da tensão no barramento CC.
- $R_{v_{C_a}}$ e $R_{v_{C_b}}$ – Controladores PI convencionais da tensão nos barramentos CC da configuração 6LPS-T.
- s_k – Braço s do módulo conversor k . Para as configurações 3LH e 3LH-HFL, tem-se $s = g, h, l$ quando $k = a$, e $s = 1, 2$ quando $k = H$. Para as configurações 6L-2T e 6LPS-T, tem-se $s = g, l, h$ e $k = a, b$. Para a configuração 6L-TF e generalização, tem-se $s = g, h, l$ e $k = 1, 2, 3, \dots, N_{3L}$. Para as configurações 7L2T-GL, 7L2T-GH e 7L2T-HL, tem-se $s = g, h, l$ e $k = a, 1, 2$.
- S_l – Potência aparente da carga.
- T – Período de amostragem.
- T_a – Temperatura ambiente.
- T_c – Representa a constante de tempo do modelo de controle da tensão do barramento CC no Capítulo 2. Representa a temperatura de cápsula no Capítulo 5.

$T_{c(D_{k_t})}$	– Temperatura de cápsula dos diodos antiparalelos do braço k_t .
$T_{c(Q_{k_t})}$	– Temperatura de cápsula dos IGBTs do braço k_t .
$T_{c_{min}}$	– Valor mínimo dentre as temperaturas de cápsula calculadas para os IGBTs e diodos antiparalelos.
$T_{d(D_{k_t})}$	– Temperatura de dissipador dos diodos antiparalelos do braço k_t .
$T_{d(Q_{k_t})}$	– Temperatura de dissipador dos IGBTs do braço k_t .
$T_{d_{min}}$	– Valor mínimo dentre as temperaturas de dissipador calculadas para os IGBTs e diodos antiparalelos.
T_g	– Representa a constante de tempo da rede elétrica no Capítulo 2. Representa o transformador conectado no lado da rede elétrica nos Capítulos 3 e 4.
T_h	– Temperatura do dissipador.
T_j	– Temperatura de junção.
$T_{j(D_{k_t})}$	– Temperatura de junção dos diodos antiparalelos do braço k_t .
$T_{j(Q_{k_t})}$	– Temperatura de junção dos IGBTs do braço k_t .
T_l	– Transformador conectado no lado da carga.
T_v	– Constante de tempo do PWM do conversor.
T'_v	– Constante de tempo da malha externa de controle.
t_x, t_y e t_z	– Tempos de aplicação dos vetores \mathbf{v}_x , \mathbf{v}_y e \mathbf{v}_z , respectivamente.
U_n	– Módulo conversor constituído por três braços de dois níveis e dois transformadores de baixa frequência.
V_1	– Amplitude da componente fundamental do sinal de tensão considerada.
v_C	– Tensão do barramento CC.
v_{C3Lmin}^*	– Tensão mínima requerida pelo barramento CC da configuração 3L.

- $v_{C_{4Lmin}}^*$ – Tensão mínima requerida pelo barramento CC da configuração 4L.
- $v_{C_{amin}}$ e $v_{C_{Hmin}}$ – Tensões mínimas requeridas pelos barramentos CC dos conversores a e H , respectivamente, que compõem a configuração 3LH.
- v_{C_k} – Tensão do barramento CC do conversor k .
- v_{C_m} – Valor médio das tensões nos barramentos CC.
- $v_{C_{min}}$ – Tensão mínima do barramento CC.
- $V_{C_{mo}}$ – Valor de v_{C_m} no ponto de operação considerado.
- v_{C_t} – Tensão do barramento CC do conversor t .
- v_g – Tensão sintetizada pelo conversor do lado da rede elétrica.
- V_g^* – Amplitude da tensão de referência v_g^* .
- $v_{g_{1 \rightarrow N}}$ – Porção de v_g gerada pelos braços g_k da configuração 6L-TF e generalizações.
- $v_{g_{12}}$ – Tensão gerada pelo módulo HB_g das configurações 7L2T-GL, 7L2T-GH e 7L2T-HL.
- v_{gh} – Tensão gerada na entrada do conversor 3LH.
- v_{gh_a} – Porção de v_g gerada pelo módulo 3L das configurações 7L2T-GL, 7L2T-GH e 7L2T-HL.
- v_{gh_k} – Tensão gerada na entrada dos módulos 3L que compõem a configuração 6LPS-T.
- v_{g_s} – Tensão no secundário do transformador T_g da configuração 6L-2T.
- V_h – Amplitude da h -ésima harmônica do sinal de tensão considerado.
- v_H – Porção de v_l gerada pelo conversor HB da configuração 3LH.
- v_h^* , $v_{h_a}^*$ e $v_{h_2}^*$ – Variáveis auxiliares introduzidas para definir as tensões de polo de referência da configuração 3LH.

- $v_{h_{2max}}^*$ e $v_{h_{2min}}^*$ – Valor máximo e mínimo de $v_{h_2}^*$, respectivamente.
- v_{ha}^* , v_{hb}^* , v_{xh}^* e v_{xl}^* – Variáveis auxiliares usadas na estratégia de PWM da configuração 6LPS-T.
- $v_{ha_{max1}}^*$ e $v_{ha_{max2}}^*$ – Valores máximos de v_{ha}^* .
- $v_{ha_{min1}}^*$ e $v_{ha_{min2}}^*$ – Valores mínimos de v_{ha}^* .
- v_{hab} – Porção de v_l gerada pela configuração 6LPS-T.
- $v_{ha_{max}}^*$ e $v_{ha_{min}}^*$ – Valor máximo e mínimo de v_{ha}^* , respectivamente.
- $v_{ha_{max}}^*$ e $v_{ha_{min}}^*$ – Valor máximo e mínimo de v_{ha}^* , respectivamente.
- $v_{hb_{max1}}^*$ e $v_{hb_{max2}}^*$ – Valores máximos de v_{hb}^* .
- $v_{hb_{max}}^*$ e $v_{hb_{min}}^*$ – Valor máximo e mínimo de v_{hb}^* , respectivamente.
- $v_{hb_{min1}}^*$ e $v_{hb_{min2}}^*$ – Valores mínimos de v_{hb}^* .
- V_{Hg} – Porcentagem de tensão excedente disponível na entrada do conversor que não pode ser utilizada para compensar sobretensão na tensão fundamental da fonte de alimentação, porém pode ser utilizada para compensar harmônicos de tensão.
- $v_{hg_{1 \rightarrow N}}$ – Porção de v_g gerada pelos braços h_k da configuração 6L-TF e generalizações.
- $v_{hl_{1 \rightarrow N}}$ – Porção de v_l gerada pelos braços h_k da configuração 6L-TF e generalizações.
- $v_{h_{max}}^*$ e $v_{h_{min}}^*$ – Valor máximo e mínimo de v_h^* , respectivamente.
- V_j – Tensão eficaz nas bobinas do transformador j .
- $v_{k_t 0_t}$ – Tensão de polo definida entre os pontos k_t e o centro do barramento CC (ponto 0_t).
- v_l – Tensão sintetizada pelo conversor do lado da carga.
- V_l^* – Amplitude da tensão de referência v_l^* .
- $v_{l_{1 \rightarrow N}}$ – Porção de v_l gerada pelos braços l_k da configuração 6L-TF e generalizações.

- $v_{l_{12}}$ – Tensão gerada pelo módulo HB_l das configurações 7L2T-GL, 7L2T-GH e 7L2T-HL.
- $v_{l_{ab}}$ – Porção de v_l gerada pela configuração 6LPS-T.
- $v_{l_{an}}$ – Porção de v_{l_n} gerada pelo conversor a das configurações CSLs.
- $v_{l_{bn}}$ – Porção de v_{l_n} gerada pelo conversor b das configurações CSLs.
- v_{lh} – Porção de v_l gerada pelo conversor 3L da configuração 3LH.
- $v_{l_{ha}}$ – Porção de v_l gerada pelo módulo 3L das configurações 7L2T-GL, 7L2T-GH e 7L2T-HL.
- $V_{l_{max}}$ – Amplitude máxima da tensão v_l .
- v_{l_n} – Tensão de saída dos módulos que constituem as configurações CSLs. Onde $n = 1, 2, \dots, N_{cell}$.
- v_{l_s} – Tensão no secundário do transformador T_l da configuração 6L-2T.
- V_{PRMS} – Tensão eficaz no enrolamento primário do transformador de alta frequência.
- $V_{n_1 n_2 \dots n_k}$ – Vetores de tensão nos planos vetoriais gerados pela configuração 6L-TF e generalizações.
- V_n – Módulo conversor constituído por quatro braços de dois níveis e três transformadores de baixa frequência.
- $V_{n_a n_b}$ – Vetores de tensão nos planos vetoriais gerados pela configuração 6L-2T.
- $V_{n_a n_H}$ – Vetores de tensão nos planos vetoriais gerados pela configuração 3LH.
- $V_{n_g n_a n_l}$ – Vetores de tensão nos planos vetoriais gerados pelas configurações 7L2T-GL, 7L2T-GH e 7L2T-HL.
- $V_{n_a, n_b}^{n_l}$ – Valor de um nível de tensão sintetizado por v_l .
- V_{sag} – Máximo percentual de afundamento na tensão da rede elétrica com o qual conversor pode operar mantendo a(s) tensão(ões) mínima(s) no(s) barramento(s) CC.

- $v_{s_k 0_k}$ – Tensão de polo (tensão entre o ponto s_k e o ponto 0_k).
- v_x, v_y e v_z – Vetores de tensão nos vértices de cada triângulo do plano vetorial.
- v_x^* e $v_{y_k}^*$ – Variáveis auxiliares da estratégia LS-PWM da configuração 6L-TF e generalizações.
- V_{swell} – Máximo percentual de sobretensão na rede elétrica com o qual conversor pode operar mantendo a(s) tensão(ões) mínima(s) no(s) barramento(s) CC.
- V_t – Tensão eficaz do transformador de referência usado para determinar o modelo de perdas nos transformadores.
- $v_{t_1}, v_{t_2}, v_{t_3}$ e v_{t_4} – Portadoras triangulares de alta frequência usadas na estratégia de PWM da configuração 6LPS-T.
- $v_{t_1}^g, v_{t_2}^g, v_{t_3}^g, v_{t_4}^g$ e $v_{t_5}^g$ – Portadoras triangulares de alta frequência usadas para modular $v_{g_{1 \rightarrow 2}}^*$ na estratégia LS-PWM da configuração 6L-TF.
- $v_{t_1}^l, v_{t_2}^l$ e $v_{t_3}^g$ – Portadoras triangulares de alta frequência usadas para modular $v_{l_{1 \rightarrow 2}}^*$ na estratégia LS-PWM da configuração 6L-TF.
- $v_{xh_{max}}^*$ e $v_{xh_{min}}^*$ – Valor máximo e mínimo de v_{xl}^* , respectivamente.
- W_n – Módulo conversor constituído por seis braços de dois níveis e quatro transformadores de baixa frequência.
- Z_b – Impedância de base.
- z_f – Impedância do filtro indutivo L_f .
- z_g – Impedância do indutor de acoplamento com a rede elétrica.
- z_g' – Impedância do indutor de acoplamento L_g' .

1

Introdução

1.1 Apresentação do Tema

Os conversores estáticos são circuitos de eletrônica de potência baseados em dispositivos semicondutores usados como chaves, que têm como principal função o controle do fluxo de potência elétrica entre dois ou mais sistemas, convertendo uma forma de onda de tensão e/ou corrente em outra. Os avanços científicos e tecnológicos na produção de dispositivos semicondutores tornaram possível a aplicação desses conversores de energia elétrica em diversos equipamentos que vão desde fontes de alimentação para computadores e carregadores de bateria para celulares até inversores de frequência e equipamentos de conversão aplicados em sistemas de alta potência. Com o objetivo de desenvolver topologias de conversores estáticos que funcionem com alto rendimento nas diversas aplicações em que estão inseridas, muitas pesquisas estão sendo desenvolvidas na área da Eletrônica de Potência, que se tornou uma das principais áreas de estudo no ramo da Engenharia Elétrica.

Como os dispositivos semicondutores de potência possuem limitações quanto ao nível de tensão de bloqueio e corrente de condução a que são submetidos durante a sua operação, diversas topologias de conversores estáticos obtidas a partir da associação em série e/ou paralelo de topologias modulares menores que processam níveis mais baixos de tensão e corrente têm sido propostas na literatura. Essas estruturas são referenciadas como conversores multiníveis, pois são capazes de sintetizar tensões e/ou correntes com maior número de níveis e com menor distorção harmônica quando comparadas à estrutura convencional que sintetiza

apenas dois níveis de tensão e/ou corrente na saída. Dependendo do ponto de operação e das características dos dispositivos semicondutores utilizados na construção desses conversores, essas estruturas também podem propiciar uma melhor distribuição das perdas de potência nos semicondutores e otimizar a eficiência dos sistemas de conversão em que são empregadas (Ma et al., 2020; Omer et al., 2020). Os conversores multiníveis têm sido usados para o acionamentos de máquinas elétricas, em filtros ativos de potência, reguladores de tensão, fontes de energia ininterrupta, em sistemas de transmissão em corrente contínua (HVDC) e em sistemas de geração baseados em fontes de energia renovável (solar, eólica e outras), que exigem o condicionamento das grandezas (tensão, corrente e frequência) envolvidas no processo de conversão da energia elétrica (Rodriguez et al., 2002; Khadkikar, 2012; Park et al., 2001; de Freitas et al., 2010a; Bakas et al., 2021; Konstantopoulos e Alexandridis, 2014).

Os conversores multiníveis foram inicialmente propostos com o objetivo de viabilizar o uso de conversores estáticos em aplicações de alta/média tensão e alta potência, uma vez que essas estruturas possibilitam a diminuição da classificação de tensão e corrente dos dispositivos semicondutores para valores nominais disponíveis comercialmente (Rodriguez et al., 2002; Malinowski et al., 2010). Atualmente, muitas topologias de conversores multiníveis também são encontradas em aplicações de baixa tensão, como em fontes de alimentação ininterrupta (Lega et al., 2007; Chang et al., 2006), condicionadores de qualidade de energia (Lin e Hou, 2002; Rodrigues et al., 2019; Kim et al., 2017), em interfaces com a rede elétrica de fontes de energia renovável (Calais e Agelidis, 1998; Bughneda et al., 2021), em sistemas de acionamentos elétricos (Dell'Aquila et al., 2003; Srinath e Bharath, 2018), entre outras (de Paula Dias Queiroz et al., 2018a; Leon et al., 2008; Su et al., 2020; Acuña et al., 2015). Em aplicações de baixa tensão, os conversores multiníveis também podem proporcionar vantagens em comparação com os conversores estáticos convencionais, que incluem menor distorção harmônica da tensão e corrente processadas, menores dv/dt e di/dt , menor interferência eletromagnética, menores perdas nos filtros indutivos, e redução no volume, peso e tamanho desses filtros. Como desvantagem, pode-se mencionar que as topologias multiníveis costumam apresentar maior número de componentes em comparação com as estruturas padrão, aumentando os seus custos de fabricação. Porém, esses custos adicionais podem ser compensados à longo prazo pelo desempenho superior e pela possibilidade de

realizar um projeto que possua eficiência elevada (Lega et al., 2007; Sefa et al., 2017; Kakar et al., 2021).

Os conversores estáticos podem ser divididos em duas grandes categorias: os conversores do tipo fonte de tensão (VSC, do inglês *Voltage Source Converter*), nos quais o barramento CC se comporta como uma fonte de tensão e as tensões de saída são obtidas por recortes da tensão do barramento CC nos mais diversos níveis gerados internamente no conversor multinível; e os conversores do tipo fonte de corrente (CSC, do inglês *Current Source Converter*), nos quais o barramento CC se comporta como uma fonte de corrente e as correntes de saída são obtidas por recortes das corrente do barramento CC nos mais diversos níveis gerados internamente no conversor multinível. Existe também uma terceira categoria de conversores estáticos que tem sido amplamente discutida em trabalhos mais recentes denominada de conversores fonte de impedância (ZSC, do inglês *Z-Source Converter*), nos quais uma malha simétrica, formada pela associação de indutores e capacitores, é utilizada para acoplar a fonte de alimentação CC aos circuitos chaveados (Rodriguez et al., 2007; Ding et al., 2017; Azmi et al., 2011; Peng, 2003; Shen et al., 2005). Em termos da forma de onda de entrada e saída, que pode ser contínua (CC) ou alternada (CA), os conversores estáticos podem ser empregados para realizar os seguintes tipos de conversão: CC-CC, CA-CC, CC-CA e CA-CC-CA. Neste trabalho, serão abordados os conversores estáticos multiníveis do tipo fonte de tensão aplicados em sistemas de conversão CA-CC-CA e CC-CA monofásicos.

1.2 Revisão Bibliográfica

1.2.1 Conversores CA-CC-CA Monofásicos

Os conversores multiníveis CA-CC-CA têm sido bastante implementados na indústria para alimentar cargas que necessitam de uma tensão alternada com amplitude e frequência constantes independente dos distúrbios na rede elétrica, como afundamentos e sobretensões. Essas estruturas dispõem de um sistema de controle que mantenha a corrente drenada da rede com baixo conteúdo harmônico e sincronizada com a tensão da rede, de modo que o fator de potência visto seja unitário, mesmo quando alimentando cargas reativas e cargas não lineares. Nesse respeito, aplicações de conversores CA-CC-CA podem ser encontradas em sistemas como Fonte de Alimentação Ininterrupta (UPS, do inglês *Uninterruptible Power*

Supply) e Condicionador Unificado de Qualidade de Energia (UPQC, do inglês *Unified Power Quality Conditioner*).

Os sistemas UPS são responsáveis por garantir o fornecimento de tensão limpa e ininterrupta a cargas críticas tais como equipamentos hospitalares, computadores, sistemas de segurança, sistemas de telecomunicações, instalações industriais, entre outros, mesmo quando ocorre grandes variações ou até mesmo a interrupção na tensão da rede elétrica (Choi et al., 2005; Park et al., 2008; de Freitas et al., 2010b; Santos et al., 2016; Shahbazi et al., 2016). Os sistemas UPQC são empregados para solucionar problemas de qualidade de energia como distúrbios na tensão da rede elétrica (afundamentos, sobretensões e distorções harmônicas), assim como também compensar distorções harmônicas na corrente proveniente de cargas não lineares (Lu et al., 2016; Khadkikar et al., 2011). Em geral, ambos os sistemas visam manter a corrente drenada da rede elétrica com baixo conteúdo harmônico e alto fator de potência, assim como fornecer à carga uma tensão alternada com amplitude e frequência constantes. Essas características de operação podem ser satisfeitas empregando-se soluções baseadas em conversores multiníveis CA-CC-CA.

Para sistemas em que a carga e a rede são monofásicas, o conversor CA-CC-CA padrão utilizado é apresentado na Figura 1.1(a). Em diversas aplicações de conversores CA-CC-CA, a frequência elétrica de entrada e de saída do sistema é a mesma. Nessas aplicações, com o objetivo de diminuir o número de componentes semicondutores das estruturas (custos) e melhorar o seu desempenho em termos de eficiência, são utilizados braços compartilhados entre a entrada e a saída do conversor. O conversor de três braços (3L) mostrado na Figura 1.1(b), que apresenta um dos braços compartilhado pelo lado da rede e pelo lado da carga, foi investigado em diversas aplicações. Comparado à configuração 4L, o conversor 3L têm menor número de chaves, qualidade semelhante das tensões geradas, aproximadamente os mesmos estresses de chaveamento nos semicondutores e menores perdas de potência (Lezana et al., 2008; Jacobina et al., 2007; Jacobina et al., 2006; Chiang et al., 2000). Porém, apesar de ser vantajoso em termos de perdas totais, as vantagens alcançadas pelo conversor 3L não são tão expressivas em comparação ao conversor 4L.

O conversor 3L podem ser conectados em série e/ou paralelo com outros módulos 3L ou pontes H (HB), visando a sintetização de tensões com maior número de níveis na entrada e na saída do conversor e, conseqüentemente, a redução das distorções harmônicas nas va-

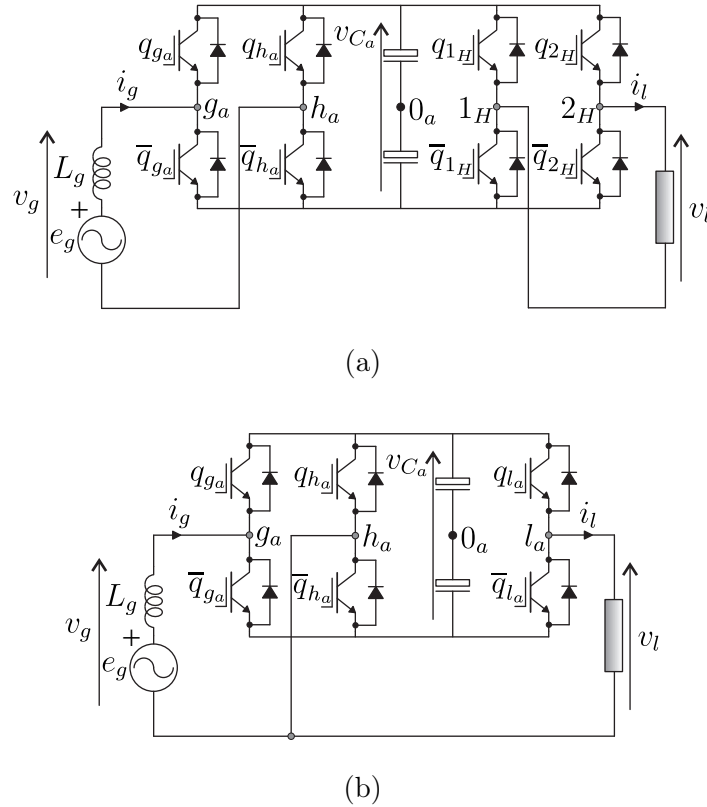


Figura 1.1: Conversores CA-CC-CA monofásicos convencionais. (a) Configuração 4L. (b) Configuração 3L.

riáveis do sistema (tensão e corrente). Além disso, como as tensões e correntes processadas pelo sistema é dividida entre os módulos conversores, as perdas de potência nos dispositivos semicondutores de cada módulo são reduzidas, podendo aumentar a eficiência do sistema de conversão, a depender do cenário de aplicação e de como os módulos são conectados (Wei et al., 2006; Kawabata e Higashino, 1988; Shanxu et al., 1999; Serban et al., 2008; Fabricio et al., 2017). Estruturas CA-CC-CA multiníveis derivadas da associação de módulos de conversores menores têm encontrado aplicações principalmente em cenários que requerem maiores níveis de potência e/ou de tensão, porém, os benefícios alcançados pelas estruturas multiníveis em termos de baixa distorção harmônica, reduzidos valores das derivadas de tensão (dv/dt) e de corrente (di/dt) em cada comutação, baixa interferência eletromagnética e baixas perdas nos dispositivos semicondutores, tornam sua aplicação interessante e vantajosa mesmo em cenários de baixa potência e/ou baixa tensão. Na literatura, são encontrados diversas estruturas multiníveis propostas para aplicação em cenários com essas características (B. R. Lin, 2002; Chang et al., 2006; Leon et al., 2009; Kumar e Gupta, 2010;

Farzam Kia et al., 2015; de Freitas et al., 2019; Costa et al., 2021).

Configurações CA-CC-CA obtidas a partir da associação em série de conversores 3L são propostas e analisadas na literatura (Chang et al., 2006; Jacobina et al., 2013). Uma estrutura formada por dois módulos 3L conectados em série é investigada em de Freitas et al. (2017), considerando tensões assimétricas nos barramentos CC. A qualidade das tensões geradas e das correntes na entrada e na saída dessa estrutura foi melhorada em comparação com a topologia convencional 3L. Apesar de possuir maior quantidade de componentes, a estrutura proposta apresentou menores perdas por chaveamento e maior eficiência. Porém, para compensar sobretensões, as tensões nos barramentos capacitivos dessa estrutura devem ser incrementadas, resultando no aumento das perdas por chaveamento e na diminuição da qualidade das tensões geradas. Baseando-se na configuração proposta em Chang et al. (2006), outras estruturas que apresentam boa qualidade das tensões geradas e reduzidas perdas de potência também foram propostas na literatura para aplicações em sistemas UPS e UPQC (de Freitas et al., 2019; de Paula Dias Queiroz et al., 2018a).

Estruturas multiníveis CA-CC-CA baseadas na associação de conversores em paralelo também têm sido discutidas na literatura (Jacobina et al., 2009; Cai et al., 2008; Liangliang et al., 2003; Goetz et al., 2015). Algumas estruturas com braços compartilhados entre o lado da rede e o lado da carga foram propostas (Jacobina et al., 2010; Rocha et al., 2012; Fabricio et al., 2016; Rocha et al., 2018). Pode-se citar as seguintes vantagens desse tipo de associação: redução dos esforços nas chaves, para uma potência fixa, uma vez que o fluxo de potência total do sistema é dividido entre os conversores menores; possibilidade de implementação de um sistema de controle ativo de tolerância à falha, dado que as associações de braços em paralelo geram redundâncias de componentes na sua estrutura; redução da distorção harmônica das variáveis de entrada e saída do sistema por meio do uso de técnicas de modulação PWM que utilizam múltiplas portadoras de alta frequência adequadamente defasadas entre si; redução das componentes harmônicas da corrente dos capacitores dos barramentos CC; e redução das perdas totais nos dispositivos semicondutores (Thunes et al., 1997; Asiminoaei et al., 2006; Rocha et al., 2018). Como desvantagem, as associações de conversores em paralelo podem propiciar o aparecimento de correntes de circulação entre os conversores, devido ao desequilíbrio das indutâncias de filtro e ao surgimento de malhas de circulação. Essas correntes de circulação podem causar distorções nas formas de onda da corrente e aumentar

as perdas de potência do sistema. Por isso, para eliminar ou minimizar seus efeitos, diferentes estratégias de controle são propostas na literatura (Rocha et al., 2018; Xia et al., 2018; Wang et al., 2016). As associações de conversores em paralelo têm sido aplicadas como filtros ativos de potência (Fabricio et al., 2015), em sistemas de geração eólica (Jian-lin et al., 2008), no acionamento de máquinas elétricas (Rocha et al., 2016), entre outras (Mazurenko et al., 2020; Desingu et al., 2019).

Estruturas multiníveis CA-CC-CA desenvolvidas a partir da associação em série do módulos 3L e HB também foram propostas e avaliadas na literatura (Maia e Jacobina, 2014; Maia e Jacobina, 2017; de Paula Dias Queiroz et al., 2018b). Em Maia e Jacobina (2014), o conversor HB é conectada em série com o braço compartilhado do conversor 3L visando a sintetização de tensões na entrada e na saída com alto número de níveis. Em Maia e Jacobina (2017), o conversor HB é inserido no lado da rede para compensar sobretensões na tensão da rede sem a necessidade de aumentar a tensão do barramento CC do conversor 3L. Esse conversor também pode gerar mais níveis de tensão no lado da rede e, por isso, apresentou baixa distorção harmônica de tensão e de corrente na entrada do sistema. Nos dois casos, os barramentos dos módulos são alimentados por capacitores flutuantes, tornando necessário o uso de técnicas de controle que mantenham a tensão do capacitor flutuante regulada no seu valor de referência para que os conversores sintetizem corretamente as tensões do lado da rede e da carga. Comparados à topologia convencional 3L, as seguintes vantagens foram alcançadas: redução nas distorções harmônicas das tensões e correntes e diminuição das perdas por chaveamento nos semicondutores. No entanto, como essas configurações apresentam maior número de chaves, elas apresentaram maiores perdas por condução. O aumento nas perdas por condução pode ser compensado pela diminuição nas perdas por chaveamento, quando essas estruturas são aplicadas em sistemas com tensão elevada e baixa potência.

A interligação dos módulos de conversores 3L e HB também pode ser realizada usando transformadores de baixa frequência (50/60 Hz) que processam parte da potência total fornecida à carga (Khadkikar, 2012; Nasiri e Emadi, 2003; de Freitas et al., 2019; Rodrigues et al., 2016; Rodrigues et al., 2017b). O modo como os transformadores são interligados com os braços dos conversores e o ajuste adequado das relações de espiras podem possibilitar a redução do número de barramentos capacitivos, otimizar os limites de operação das estruturas, simplificar a estratégia de controle, aumentar o número de níveis das tensões geradas, reduzir

as distorções harmônicas, diminuir os níveis de tensão de bloqueio e de corrente processadas pelos semicondutores e reduzir as perdas de potência, aumentando assim a eficiência do sistema. Porém, os transformadores de baixa frequência acrescentam custo, peso e volume ao sistema. No entanto, essa desvantagem pode ser amenizada, dado os benefícios mencionados que podem ser alcançados e ao fato de que esses transformadores, dependendo de como são interligados aos conversores, processarão apenas uma fração pequena da potência total do sistema (Méllo e Jacobina, 2017).

Em Khadkikar (2012), é apresentada uma revisão bibliográfica das principais topologias convencionais de conversores multiníveis com transformadores utilizados em sistemas monofásicos e trifásicos para solucionar problemas relacionados à qualidade da energia elétrica. A Figura 1.2 mostra um conversor CA-CC-CA monofásico convencional aplicado como UPQC formado por quatro braços e um transformador, denominado neste trabalho como configuração 4LT. Essa estrutura é capaz de compensar distúrbios na tensão da fonte de alimentação, assim como também compensar a corrente produzida por cargas não lineares evitando que sejam introduzidas nos sistemas distorções harmônicas (Fujita e Akagi, 1998). Outras topologias que utilizam quatro braços e um transformador foram investigadas em Rodrigues et al. (2019).

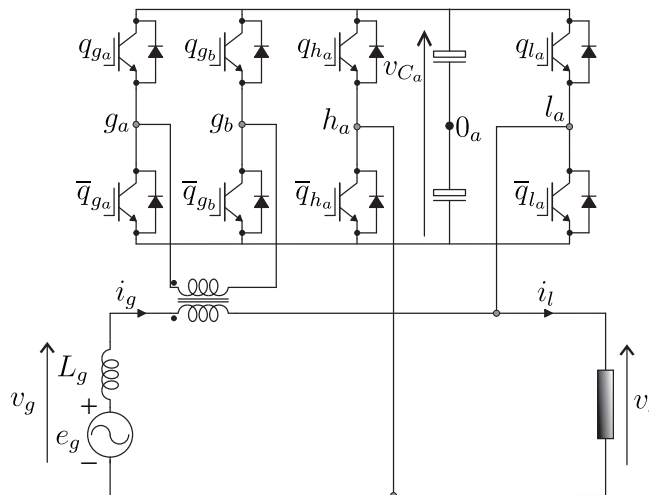


Figura 1.2: Configuração 4LT.

Em Rodrigues e Jacobina (2018a) e Rodrigues e Jacobina (2018b), são propostas e avaliadas configurações formadas por um conversor 3L e um transformador para aplicações de baixa potência e baixa tensão. A Figura 1.3 apresenta uma dessas configurações que pode

ser aplicada de forma eficiente em sistemas nos quais a tensão nominal da carga é menor que a tensão nominal da rede elétrica. Esse transformador também pode ser conectado no lado da carga com o objetivo de aumentar o número de níveis de tensão de saída e elevar o valor da tensão disponível no lado da carga.

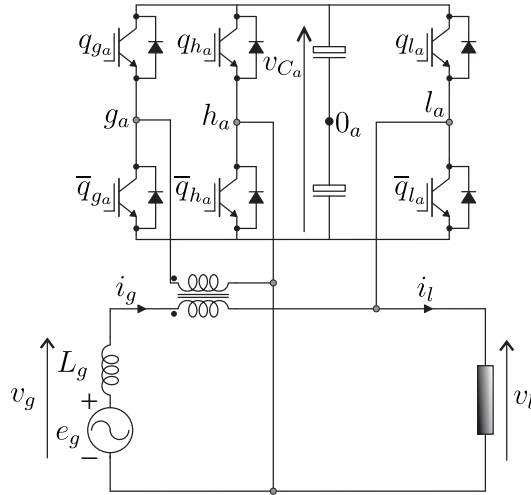


Figura 1.3: Configuração 3L com transformador.

Em de Freitas et al. (2019), foi proposta a topologia mostrada na Figura 1.4, constituída por dois conversores 3L conectados em série com um transformador no lado da rede elétrica. Essa topologia é apropriada para aplicações em UPSs e UPQCs. Ela apresentou bom desempenho em termos de distorção harmônica e perdas nos semicondutores em comparação com soluções convencionais. No entanto, a depender das condições de operação, a necessidade de balancear individualmente as tensões nos barramentos CC pode exigir a utilização de níveis de tensão não otimizados para gerar as tensões na entrada e na saída do conversor, prejudicando a qualidade das tensões quando o conversor opera em malha fechada. Essa topologia é denominada configuração 6LT.

Em Gautam et al. (2012), foi investigada a configuração mostrada na Figura 1.5, constituída por dois conversores 3L conectados em paralelo no lado da rede e em série no lado da carga usando dois transformadores, referenciada aqui como configuração 6LPS-2T. Estratégias de PWM e de controle foram propostas e avaliadas com o propósito de melhorar a qualidade das tensões geradas e diminuir as perdas nos semicondutores dessa configuração. Nesse caso, é possível ajustar a relação de espiras dos transformadores para que o conversor opere com diferentes níveis de tensão na saída. Na Figura 1.5, pode-se observar que os mó-

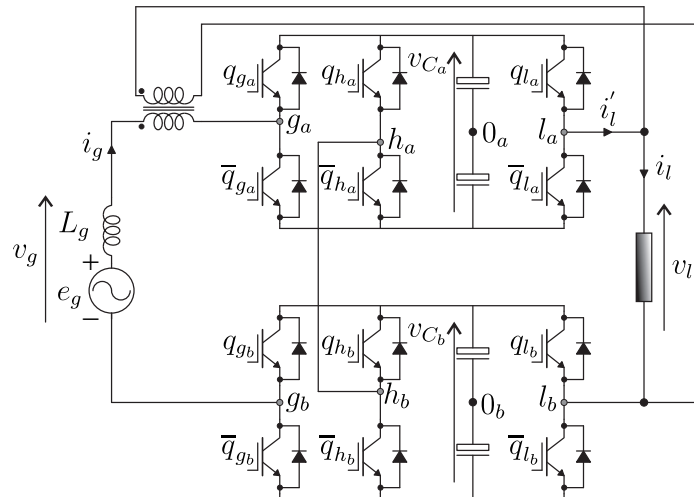


Figura 1.4: Configuração 6LT.

culos de conversores 3L da configuração 6LPS-2T não têm braços compartilhados entre o lado da rede e o lado da carga, de modo que esses braços processam maiores correntes do que no caso em que se têm braços compartilhados, acrescentando assim perdas por condução nos dispositivos semicondutores. Além disso, um dos terminais de ambos os transformadores é conectado ao ponto central do barramento CC de cada módulo, exigindo o uso de dois capacitores por barramento CC e adicionando complexidade ao sistema de controle, pois a tensão nesses capacitores precisam ser reguladas de modo apropriado para possuírem os mesmos valores.

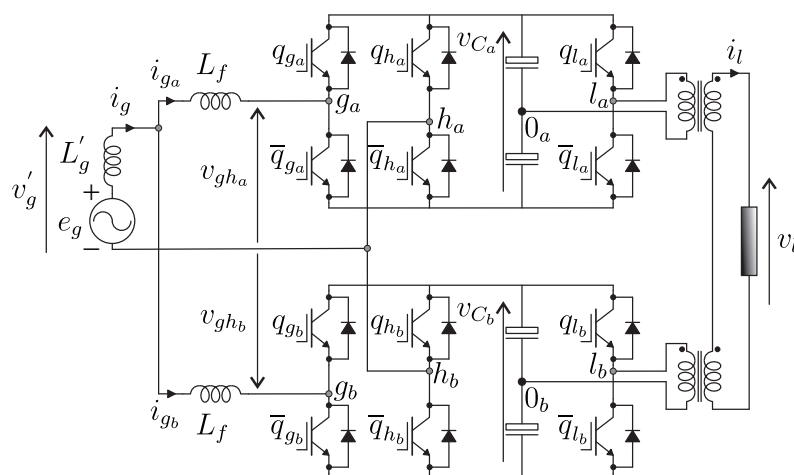


Figura 1.5: Configuração 6LPS-2T.

Algumas aplicações podem exigir a utilização de estruturas multiníveis mais compac-

tas, que apresentem alta densidade de potência. Com esse propósito, pesquisas têm sido realizadas com o intuito de desenvolver conversores multiníveis que, em adição as vantagens proporcionadas como baixa distorção harmônica e baixas perdas, também apresentem menor volume, peso e custos. Uma alternativa para se atingir esses objetivos consiste em substituir, quando possível, múltiplas fontes de tensão CC isoladas nos barramentos CC por um *link* de alta frequência formado a partir de semicondutores de baixa potência e de um pequeno transformador de alta frequência com um único ou múltiplos enrolamentos no secundário. Essa solução pode ser utilizada para conectar diferentes barramentos CC a partir de uma única fonte de alimentação (Pereda e Dixon, 2011), excluindo a necessidade de regular individualmente as tensões dos barramento capacitivos flutuantes, que geralmente apresentam limitações de controle, dispensando também o uso de múltiplas fontes de tensão CC isoladas para alimentar esses barramentos. A vantagem de utilizar transformadores que operam em alta frequência é que os mesmos possuem peso e volume significativamente menores comparados aos transformadores que operam em baixa frequência. Essa solução tem sido utilizada em conversores multiníveis aplicados em veículos elétricos, no acionamento de máquinas, em sistema de energia renovável e no desenvolvimento de transformadores de estado sólido (SST, do inglês *Solid-State Transformer*) (Pereda e Dixon, 2012; Diab et al., 2018; Huber e Kolar, 2014; Wang et al., 2018; Islam et al., 2014). Essa alternativa também pode ser aplicada nos conversores CA-CC-CA para possibilitar a síntese de tensões com menor distorção harmônica, a redução das perdas nos semicondutores dos módulos e a otimização das estratégias de PWM e de controle dessas estruturas (Felinto e Jacobina, 2020; Cunha et al., 2020).

As técnicas de modulação por largura de pulso (PWM, do inglês *Pulse Width Modulation*) utilizadas para determinar os estado de chaveamento dos dispositivos de potência dos conversores têm influência na qualidade das tensões geradas e na eficiência dessas estruturas. Duas estratégias PWM consolidadamente discutidas na literatura e aplicadas aos conversores multiníveis são as técnicas escalares baseadas em portadoras triangulares de alta frequência, referenciadas como estratégias CB-PWM (do inglês, *Carrier-Based PWM*) (McGrath e Holmes, 2002; Omer et al., 2014), e as técnicas baseadas em abordagens vetoriais, referenciadas como estratégias SV-PWM (do inglês *Space Vector PWM*) (McGrath et al., 2003). Na estratégia CB-PWM, podem ser utilizadas portadoras triangulares com mesma amplitude e diferentes fases (PS-PWM, do inglês *Phase-Shifted PWM*) ou portadoras triangulares com

diferentes amplitudes e mesma fase (LS-PWM, do inglês *Level-Shifted* PWM) (Carrara et al., 1992). Em estruturas formadas a partir da conexão em paralelo de módulos de conversores, uma estratégia de modulação baseada em portadoras triangulares de alta frequência defasadas de $360^\circ/N$ entre si, onde N é o número de conversores conectados, tem sido proposta para reduzir as distorções harmônicas das tensões geradas pelos conversores e minimizar as componentes de alta frequência das correntes de circulação que podem surgir entre os braços conectados em paralelo. Essa técnica é referenciada na literatura como estratégia *Interleaved* (Capella et al., 2015). As vantagens e desvantagens dessas técnicas baseadas em portadoras triangulares são discutidas em (Omer et al., 2014). As técnicas vetoriais e escalares aplicadas aos conversores podem alcançar resultados similares, no entanto, as técnicas vetoriais permitem uma melhor visualização espacial dos estados de chaveamento que podem ser utilizados nos conversores, possibilitando o desenvolvimento de soluções otimizadas em termos de distorção harmônica das tensões geradas e de perdas por chaveamento (Lopez et al., 2008; Lopez et al., 2009; Deng et al., 2013; Arumalla et al., 2020). Em contrapartida, as técnicas vetoriais apresentam maior complexidade de implementação em microcontroladores, pois são definidas usando equações trigonométricas mais complexas que as equações algébricas usadas para definir as técnicas escalares. As estratégias escalares baseadas em portadoras triangulares de alta frequência e as estratégias vetoriais podem ser aplicadas nos conversores multiníveis CA-CC-CA com a finalidade de otimizar a operação dessas estruturas (Maia e Jacobina, 2014; Maia e Jacobina, 2017; de Freitas et al., 2017; Rocha et al., 2018).

1.2.2 Conversores CC-CA Monofásicos Baseados em Transformadores em Cascata

Os conversores CC-CA multiníveis, denominados inversores multiníveis (MLIs, do inglês *multilevel inverters*) apresentam-se como uma solução atrativa para aplicação em sistemas de conversão de energia elétrica devido às diversas vantagens proporcionadas por essas estruturas, em especial para aplicações em média e alta tensão. Esses conversores sintetizam tensões com baixa distorção harmônica, reduzidos estresses de tensão e corrente nas chaves de potência e baixas perdas nos dispositivos semicondutores (Rodriguez et al., 2009). Os MLIs estão inseridos em diversas aplicações como fontes de energia ininterrupta (UPSs),

compensadores série de tensão (DVRs, do inglês *Dynamic Voltage Restorers*), sistemas de acionamento de motores elétricos e filtros ativos de potência (Rodriguez et al., 2002; Tolbert et al., 2000; Tolbert et al., 1999). Em sistemas híbridos de energia renovável, os MLIs são os principais dispositivos de potência empregados como interface entre uma diversidade de fontes de geração de energia e a rede elétrica (Tolbert e Peng, 2000; Behara et al., 2018).

As estruturas multiníveis mais conhecidas e estudadas na literatura são as topologias com grampeamento de neutro (NPC, do inglês *Neutral-Point Clamped*), com capacitores flutuantes (FC, do inglês *Flying Capacitor*) e o conversor ponte H em cascata (CHB, do inglês *Cascaded H-Bridge*). Devido à sua simplicidade e modularidade, estruturas multiníveis baseadas em conversores CHB têm recebido especial atenção para aplicações que requerem alta qualidade das tensões geradas e operam com alta potência. Porém, para aumentar o número de níveis da tensão gerada, os conversores CHB requerem um grande quantidade de fontes CC isoladas e independentes e de barramentos CC com capacitores flutuantes, gerando aumento nos custos e no volume dessas estruturas, e exigindo soluções complexas de controle (Oskuee et al., 2015). Uma diversidade de topologias multiníveis que são capazes de gerar tensões com maior número de níveis usando uma menor quantidade de componentes têm sido propostas na literatura como alternativas às estruturas baseadas em conversores convencionais CHB (Farakhor et al., 2015; Saeedian et al., 2017; Kang et al., 2005). Nessas topologias, para evitar o uso de várias fontes CC isoladas, as tensões geradas por cada módulo são colocadas em cascata por meio de transformadores, que têm suas relações de espiras selecionadas de modo a aumentar o número de níveis sintetizados pela tensão de saída (Ajami et al., 2014; Mélo e Jacobina, 2017; de Freitas et al., 2019b). Esses inversores são denominados na literatura como inversores multiníveis com transformadores em cascata (CTMIs, do inglês *Cascaded Transformers Multilevel Inverters*). Embora acrescentem peso e volume ao sistema, devido a presença dos transformadores, esses inversores demandam uma estratégia de modulação e um sistema de controle da tensão do barramento CC mais simples do que os inversores com vários barramentos CC (Mélo e Jacobina, 2017). Adicionalmente, essas configurações aumentam a confiabilidade do sistema, porque reduzem o número de capacitores utilizados, que são mais propensos a falhas do que transformadores (Wang e Blaabjerg, 2014; Wang et al., 2020). Inversores multiníveis desenvolvidos a partir da conexão de conversores em cascata utilizando transformadores têm sido amplamente discutidos na literatura

para aplicações como compensadores série de tensão (Li et al., 2017; de Almeida Carlos e Jacobina, 2017), filtros ativos de potência (Flores et al., 2009; Varschavsky et al., 2010), em sistemas de energia renovável (Jahan et al., 2018), dentre outras (Song et al., 2009; Jahan et al., 2017).

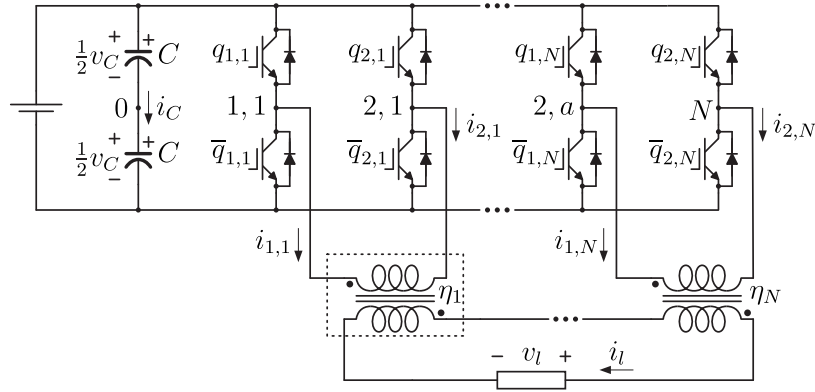


Figura 1.6: Conversor CHB com transformadores em cascata - Configuração CTMI-CHB.

Em Singh et al. (2018), é apresentada uma revisão bibliográfica sobre inversores multiníveis baseados em transformadores que utilizam apenas uma fonte CC. Na Figura 1.6, é mostrado um dos CTMIs mais convencionais propostos na literatura (Kang et al., 2005), referenciado aqui como configuração CTMI-CHB. Esse inversor monofásico foi desenvolvido a partir da conexão em cascata de múltiplos conversores HB usando transformadores de baixa frequência. Todos os módulos de conversores HB são conectados a uma única fonte CC. Em comparação com o conversor CHB convencional com múltiplas fontes CC, essa configuração demanda um sistema controle simples e pode gerar tensões na saída com elevada quantidade de níveis por meio da seleção adequada das relações de espiras dos transformadores. Como alternativa à configuração CTMI-CHB, outras configurações baseadas em transformadores em cascata foram propostas na literatura com o intuito de reduzir o número de componentes e/ou de aumentar a quantidade de níveis da tensão gerada (Jahan et al., 2017; Jahan et al., 2018; Mélo e Jacobina, 2017).

Topologias multiníveis que combinam múltiplas fontes CC e transformadores também têm sido propostos na literatura (de Freitas et al., 2019b; de Freitas et al., 2018; de Freitas et al., 2019a). Essas estruturas tornam possível a sintetização de tensões com maior número de níveis, usando uma quantidade reduzida de dispositivos semicondutores e transformadores comparadas com as estruturas convencionais que utilizam apenas uma fonte CC.

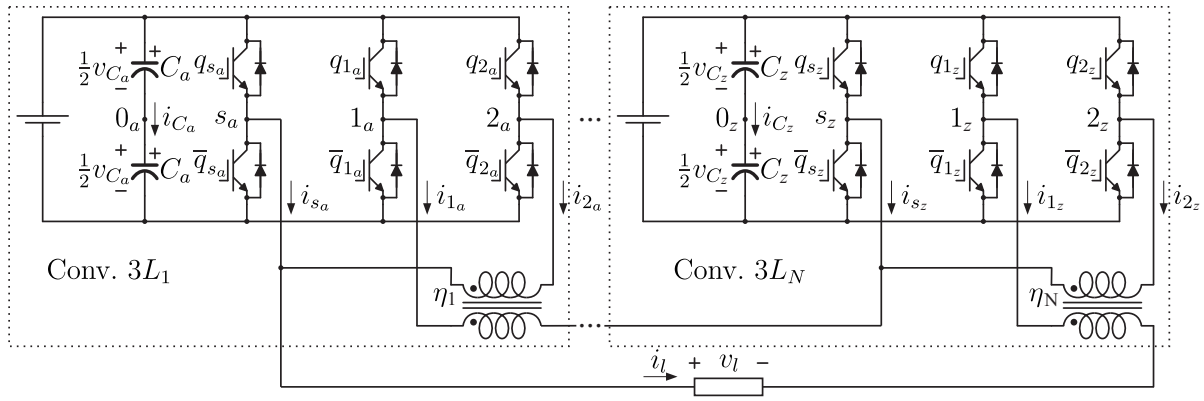


Figura 1.7: Conversor modular 3L com transformadores em cascata - Configuração MCSL- $N_{link}D-N_{leg}L$.

Para sistemas em que múltiplas fontes CC estão disponíveis por meio de fontes de geração de energia renovável, os benefícios obtidos em termos de qualidade de tensão e perdas de energia podem compensar o uso de mais de uma fonte CC. No entanto, as múltiplas fontes CC podem ser geradas utilizando transformadores de isolamento e retificadores, se houver uma fonte CA disponível (Babaei, 2010), ou empregando-se soluções inovadoras que geram múltiplas fontes CC a partir de uma única fonte CA, um transformador de alta frequência com múltiplos enrolamentos e retificadores, como discutido em Pereda e Dixon (2012). Essa última solução mencionada, apresenta vantagens em termos de volume, peso e custo em comparação com as fontes CC isoladas convencionais. Em Ashraf Gandomi et al. (2019), é proposto um inversor multinível desenvolvido a partir da conexão em cascata de N conversores 3L. Cada módulo é conectado a uma fonte de tensão CC e a um transformador, sendo um dos braços de cada módulo compartilhado entre dois transformadores, como mostrado na Figura 1.7. Essa topologia é denominada configuração MCSL- $N_{link}D-N_{leg}L$ (*Modular Cascaded Shared Leg N_{link} Dc links N_{leg} Legs*). N_{link} se refere ao número de barramentos CC e N_{leg} refere-se a quantidade de braços do conversor. Analisando o caso simétrico, isto é, mesma tensão nos barramentos CC e mesma relação de espiras nos transformadores, as topologias MCSL- $N_{link}D-N_{leg}L$ podem gerar até $2(N_{mod} + 1)^2 - 1$ níveis de tensão para um número N_{mod} de módulos conectados em cascata. Em comparação com a configuração CHB com transformadores e uma fonte CC, que pode sintetizar até $2N_{mod} + 1$ (N_{mod} é o número de conversores HB conectados em cascata) níveis de tensão, no caso simétrico, a performance do conversor MCSL- $N_{link}D-N_{leg}L$ é consideravelmente melhor em termos da qualidade da tensão sintetizada na saída, utilizando uma quantidade menor de dispositivos semicondutores e

de transformadores, porém usando um número maior de barramentos CC.

1.3 Objetivos e Metodologia

De acordo com as discussões apresentadas, os conversores multiníveis são dispositivos bastante utilizados em sistemas de energia elétrica para controlar o fluxo de potência entre a fonte de alimentação e a carga, com alta qualidade de energia e alta eficiência, a depender da configuração e ponto de operação. Em adição, essas estruturas podem ser empregadas para mitigar problemas de qualidade de energia elétrica como afundamentos e sobretensões na tensão da rede elétrica e o baixo fator de potência e distorções harmônicas de cargas não lineares, cada vez mais presentes nas instalações elétricas. Portanto, dado o interesse no desenvolvimento de estruturas multiníveis, com menor conteúdo harmônico e reduzidos estresses e perdas nos dispositivos semicondutores, o objetivo principal deste trabalho é propor e avaliar novas topologias de conversores multiníveis fonte de tensão CA-CC-CA e CC-CA para aplicações em sistemas monofásicos de conversão e compensação de energia elétrica que satisfaçam essas características. As configurações CA-CC-CA estudadas são obtidas a partir da conexão de conversores de três braços (3L) e ponte H (HB), sobretudo usando transformadores de baixa e alta frequência e barramentos CC com capacitores flutuantes. A interconexão desses componentes é realizada para melhorar a qualidade das tensões sintetizadas e reduzir os estresses de chaveamento e perdas nos semicondutores em comparação com as topologias convencionais consideradas. Os sistemas de controle foram desenvolvidos para possibilitar a regulação adequada das tensões nos barramentos CC e o controle do fator de potência da rede elétrica. Desse modo, os conversores CA-CC-CA estudados fornecem tensão à carga com amplitude e frequência fixas, e corrente de entrada senoidal com baixo conteúdo harmônico e alto fator de potência. As configurações CC-CA estudadas são baseadas na conexão de módulos de conversores com transformadores em cascata usando dois barramentos CC com fontes isoladas. Nesse caso, os módulos de conversores e os transformadores foram conectados com o propósito de produzir uma tensão CA com mais degraus de tensão e menor distorção harmônica, usando uma quantidade menor de componentes em comparação com uma topologia convencional também baseada em transformadores em cascata com múltiplas fontes CC isoladas. Resultados competitivos em termos de perdas nos semicondutores também foram alcançados pelas configurações CC-CA discutidas.

A caracterização das topologias propostas é feita por meio da modelagem do sistema, especificação dos principais parâmetros e dos limites de operação dos conversores, definição das estratégias de PWM, desenvolvimento de estratégias de controle, análise de distorção harmônica e perdas nos dispositivos semicondutores, realização de simulações em programas computacionais e obtenção de resultados experimentais em bancadas de testes desenvolvidas em laboratório. O desempenho das configurações propostas é avaliado utilizando como critérios a distorção harmônica das tensões sintetizadas e das correntes drenadas da rede elétrica e entregues à carga, a classificação das chaves de potência (tensão de bloqueio, corrente e frequência média de chaveamento), as perdas nos dispositivos semicondutores e a potência processada nos transformadores. Em alguns casos, as perdas nos transformadores também foram avaliadas. Dessa forma, são identificadas as vantagens e desvantagens das configurações estudadas em comparação com as topologias convencionais consideradas.

A metodologia de execução das atividades, para validação dos estudos apresentados neste trabalho, é definida nos seguintes passos:

1. Pesquisa e análise de trabalhos bibliográficos sobre o tema de estudo;
2. Estudo e desenvolvimento dos modelos do sistema, de estratégias de PWM e de controle dos conversores;
3. Desenvolvimento de programas de simulação digital das topologias propostas;
4. Caracterização e comparação das configurações propostas e convencionais em termos de distorção harmônica, classificação das chaves de potência, perdas nos dispositivos semicondutores e potência processada nos transformadores;
5. Execução de testes experimentais;
6. Redação de relatórios e artigos para divulgação dos estudos.

1.4 Contribuições do Trabalho

Neste trabalho, são propostas e avaliadas novas topologias de conversores multiníveis CA-CC-CA e CC-CA aplicadas em sistemas monofásicos de conversão e compensação de energia elétrica.

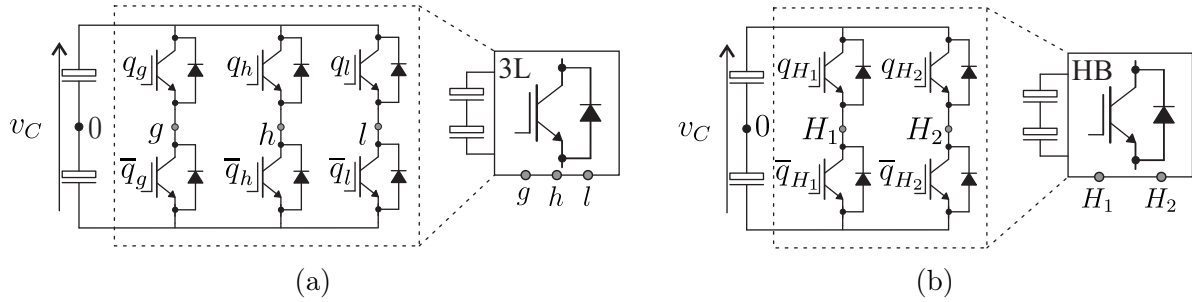


Figura 1.8: Módulos de conversores básicos usados nas configurações CA-CC-CA propostas. (a) Conversor 3L - módulo com três braços de dois níveis. (b) Conversor HB - módulo com dois braços de dois níveis.

As configurações CA-CC-CA monofásicas estudadas são obtidas a partir da conexão de conversores de três braços (3L) e ponte H (HB), ilustrados na Figura 1.8, sobretudo usando transformadores de baixa e de alta frequência e barramentos CC com capacitores flutuantes. Foram desenvolvidas estratégias de controle com o propósito de otimizar o desempenho das topologias propostas, principalmente em termos de distorções harmônicas, estresses de chaveamento e perdas nos semicondutores. A seguir, são descritas as principais características das configurações multiníveis CA-CC-CA propostas e avaliadas neste trabalho.

- **Configurações 3LH e 3LH-HFL:** a configuração 3LH é composta por um conversor 3L conectado em série com um conversor HB, inserido no lado da carga. Essa configuração opera com barramentos CC flutuantes nos conversores 3L e HB (ver Seção 2.2). A configuração 3LH-HFL é uma solução para otimizar a operação da configuração 3LH usando um *link* de alta frequência (HFL, do inglês *High Frequency Link*) para conectar os barramentos CC dos conversores 3L e HB, dispensando a necessidade de controle individual da tensão nos barramentos capacitivos desses módulos (Seção 2.3).
- **Configuração 6L-2T:** estrutura composta por dois módulos 3L, conectados em série por meio de dois transformadores. Os módulos compartilham o mesmo barramento CC e cada um possui um braço compartilhado entre o lado da rede e o lado da carga (ver Seção 3.2).
- **Configuração 6L-TF e Generalização:** essa família de conversores é formada por módulos de conversores 3L conectados em cascata usando transformadores de baixa frequência. Os transformadores são conectados em série com a rede elétrica. A confi-

guração 6L-TF é a estrutura mais básica derivada da família de conversores proposta. É composta por dois módulos 3L com braços compartilhados entre a entrada e saída, e barramentos CC independentes. Os módulos 3L são interligados por meio de um transformador conectado em série com a rede elétrica (ver Seção 3.3).

- **Configuração 6LPS-T:** estrutura composta por dois módulos 3L com barramentos CC independentes. Nesse caso, os conversores 3L são conectados em paralelo no lado da rede e em série no lado da carga utilizando um transformador de baixa frequência (ver Seção 3.4).
- **Configurações 7L2T:** estruturas compostas por um conversor 3L, dois conversores HB e dois transformadores de baixa frequência. Os módulos 3L e HB são conectados por meio de dois transformadores e compartilham o mesmo barramento CC. São estudadas três maneiras de conectar os conversores e os transformadores: *i*) **Configuração 7L2T-GL** – um conversor HB é inserido no lado da rede por meio de um transformador conectado em série com a rede elétrica e com o conversor 3L, e o segundo conversor HB é inserido no lado da carga por meio de um transformador conectado em série com o conversor 3L e a carga; *ii*) **Configuração 7L2T-GH** – um conversor HB é inserido no lado da rede como no caso anterior, e o segundo conversor HB é inserido no ramo compartilhado por meio de um transformador; e *iii*) **Configuração 7L2T-HL** – um conversor HB é inserido no lado da carga por meio de um transformador conectado em série com o conversor 3L e com a carga, e o segundo conversor HB é inserido no ramo compartilhado por meio de um transformador (ver Capítulo 4).

As configurações CC-CA estudadas são baseadas na conexão de módulos de conversores com transformadores em cascata usando dois barramentos CC com fontes isoladas. As estruturas propostas são desenvolvidas a partir do conversor básico mostrado na Figura 1.9(a), constituído de dois braços de dois níveis conectados a barramentos CC independentes. Foram propostos três tipos de módulos para conexão com o módulo básico: o módulo U , mostrado na Figura 1.9(b), formado por três braços e dois transformadores; o módulo V , mostrado na Figura 1.9(c), formado por quatro braços e três transformadores; e o módulo W , mostrado na Figura 1.9(d), formado por seis braços e quatro transformadores. Assim, foram derivadas três famílias de configurações multiníveis CC-CA denominadas configurações

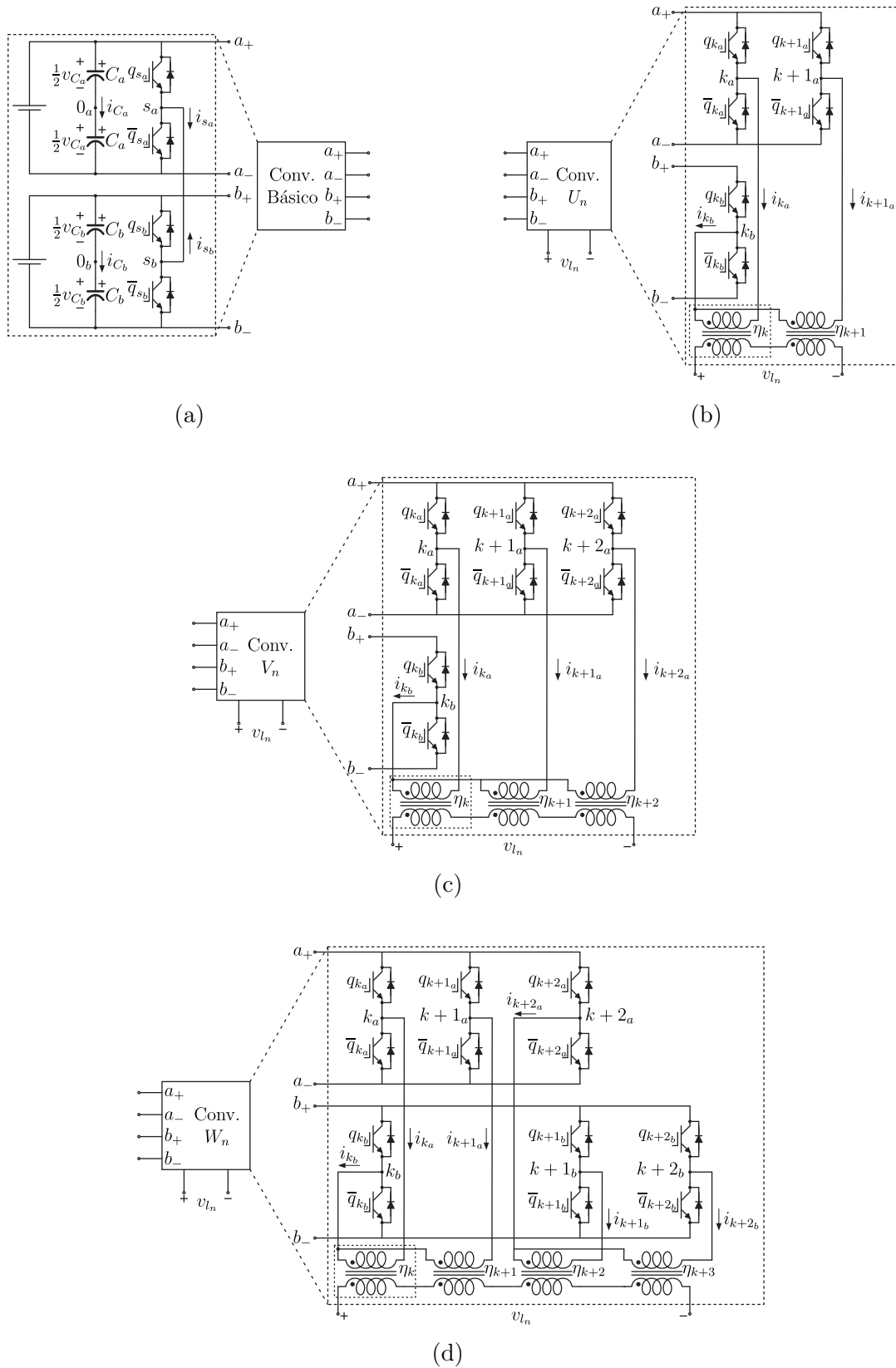


Figura 1.9: Módulos de conversores usados nas configurações multiníveis CC-CA propostas. (a) Módulo básico. (b) Módulo U . (c) Módulo V . (d) Módulo W .

CSL-2D- $N_{leg}LN_{cell}U$, CSL-2D- $N_{leg}LN_{cell}V$ e CSL-2D- $N_{leg}LN_{cell}W$ (ver Capítulo 5). Esses conversores foram analisados na condição simétrica, ou seja, com tensões iguais nos dois barramentos capacitivos e com mesma relação de espiras em todos os transformadores, e não isolada, ou seja, o transformador em destaque nos módulos U , V e W ilustrados na Figura 1.9 é removido. Foram avaliadas quatro configurações a partir dos modelos apresentados:

- **Configuração CSL-2D-5L1U**: formada por um módulo U conectado a célula básica;
- **Configuração CSL-2D-6L1V**: formado por um módulo V conectado a célula básica;
- **Configuração CSL-2D-8L2U**: formada por dois módulos U conectados a célula básica;
- **Configuração CSL-2D-8L1W**: formada por um módulo W conectado a célula básica.

Para as configurações CA-CC-CA e CC-CA estudadas foram descritos o modelo do sistema, as especificações dos principais parâmetros e as estratégias de PWM. Resultados de simulação e experimentais foram implementados para validar os estudos desenvolvidos.

1.5 Publicações

Durante o desenvolvimento deste trabalho, três artigos científicos foram publicados em periódico Qualis A1:

- **Título:** "Six-Leg Single-Phase AC-DC-AC Multilevel Converter With Transformers for UPS and UPQC Applications".
Autores: R. P. de Lacerda, C. B. Jacobina, E. L. L. Fabricio and P. L. S. Rodrigues.
Publicado em: IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 56, no. 5, pp. 5170-5181, Sept.-Oct. 2020.
- **Título:** "AC-DC-AC Single-Phase Multilevel Converters Based on Three-Leg Modules Cascaded-Connected through Transformers".
Autores: R. P. de Lacerda, C. B. Jacobina, E. L. Lopes Fabricio, U. Lima and P. Rodrigues.

Publicado em: IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 57, no. 2, pp. 1507 - 1520, March-April 2021.

- **Título:** "Cascaded Transformer Symmetric Single-Phase Multilevel Converters With Two DC Sources".

Autores: R. P. de Lacerda, C. B. Jacobina, N. B. de Freitas, J. P. R. A. Mélo and M. F. Cunha.

Publicado em: IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 57, no. 5, pp. 5157 - 5169, Sept.-Oct. 2021.

Seis artigos científicos foram publicados em congressos internacionais do IEEE (*Institute of Electrical and Electronic Engineers*):

- **Título:** "Six-Leg AC-DC-AC Single-Phase Multilevel Converter for Grid Overvoltage Mitigation".

Autores: R. P. de Lacerda, C. B. Jacobina, E. L. L. Fabricio, U. G. Lima and P. L. S. Rodrigues.

Publicado em: IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Portland, OR, USA, 2018.

- **Título:** "Single-Phase Five-Leg AC-DC-AC Multilevel Converter to Enhance Power Quality".

Autores: R. P. de Lacerda, C. B. Jacobina and E. L. L. Fabricio.

Publicado em: IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Baltimore, MD, USA, 2019.

- **Título:** "Single-Phase AC-DC-AC Multilevel Converter Based on Parallel-/Series-Connected Three-Leg Modules".

Autores: R. P. de Lacerda, C. B. Jacobina and E. L. L. Fabricio.

Publicado em: IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Baltimore, MD, USA, 2019.

- **Título:** "Single-Phase AC-DC-AC Multilevel Converter Using High-Frequency Link to Improve Power Quality".

Autores: R. P. de Lacerda, C. B. Jacobina, E. L. L. Fabricio and A. S. Felinto.

Publicado em: IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Detroit, MI, USA, 2020.

- **Título:** "Single-Phase AC-DC-AC Multilevel Converter Based on Three-leg Modules Series-Connected to H-bridges through Transformers".

Autores: R. P. de Lacerda, C. B. Jacobina and E. L. L. Fabricio.

Publicado em: IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Detroit, MI, USA, 2020.

- **Título:** "Transformer Based Single-Phase AC-DC-AC Multilevel Converter for Voltage Step-Up Applications".

Autores: R. P. de Lacerda, C. B. Jacobina, E. L. L. Fabricio and J. T. Cardoso.

Publicado em: IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Virtual Conference, 2021.

1.6 Organização do Trabalho

Este trabalho está organizado da seguinte maneira:

No Capítulo 2 são estudadas as configurações CA-CC-CA sem transformadores de baixa frequência. São analisadas a configuração 3LH, formada por um conversor 3L e um conversor HB conectado em série no lado da carga com barramentos CC flutuantes, e a configuração 3LH-HFL, que opera com um *link* de alta frequência conectando os barramentos CC dos módulos. Essas configurações são apropriadas para aplicações nas quais a amplitude da tensão nominal da carga é maior do que a amplitude da tensão nominal da rede elétrica. São descritos o modelo dos sistemas, análise do fluxo de potência nos conversores, as especificações dos barramentos CC, estratégias de PWM vetorial e técnicas de controle das tensões nos barramentos CC. Análises comparativas das topologias propostas e estruturas convencionais são apresentadas em termos de distorção harmônica, classificação das chaves de potência e perdas nos dispositivos semicondutores. Resultados experimentais dos sistemas propostos operando em regime permanente e em estado transitório são mostrados.

No Capítulo 3 são apresentados os estudos das configurações CA-CC-CA formadas por

módulos de conversores 3L e transformadores de baixa frequência. As configurações 6L-2T, 6L-TF, 9L-2TF e 6LPS-T são discutidas nesse capítulo. Essas configurações podem ser utilizadas em aplicações nas quais a tensão nominal da carga é maior, menor ou igual à tensão nominal da rede elétrica. Para cada topologia estudada são descritos o modelo do sistema, a especificação dos parâmetros, os melhores cenários de aplicação e as estratégias de PWM e de controle. Comparações com topologias convencionais em termos de distorções harmônicas, perdas nos transformadores e perdas nos dispositivos semicondutores são apresentadas. Resultados experimentais dos sistemas propostos operando em regime permanente e em estado transitório são discutidos.

No Capítulo 4 são apresentadas os estudos desenvolvidos para as configurações CA-CC-CA formadas por conversores 3L e HB interconectados por meio de transformadores de baixa frequência. As configurações 7L2T-GL, 7L2T-GH e 7L2T-HL são estudadas nesse capítulo. Essas configurações também podem ser usadas em aplicações nas quais a tensão nominal da carga é maior, menor ou igual à tensão nominal da rede elétrica. São descritos o modelo dos sistemas, as especificações dos parâmetros, os melhores cenários de aplicação e as estratégias de PWM e de controle. As análises comparativas com estruturas convencionais e estruturas propostas neste trabalho que podem ser utilizadas em aplicações similares às das configurações 7L2T propostas são apresentadas. Os critérios usados nas comparações incluem distorção harmônica das tensões e correntes na entrada e na saída dos sistemas, classificação dos dispositivos semicondutores, potência processada pelos transformadores e perdas nos dispositivos semicondutores. Resultados experimentais das topologias propostas operando em regime permanente e em estado transitório são apresentados.

No Capítulo 5 são estudadas as configurações CC-CA baseadas em conversores conectados por meio de transformadores em cascata usando dois barramentos CC com fontes isoladas. São descritos o modelo generalizado dos sistemas, a especificação dos parâmetros para otimizar o número de níveis da tensão gerada pelos inversores e uma estratégia de PWM. Comparações com sistemas convencionais são realizadas usando como critérios a distorção harmônica da tensão de saída, a classificação dos dispositivos semicondutores, a potência processada pelos transformadores, o cálculo térmico e as perdas nos dispositivos semicondutores. Resultados experimentais são apresentados para os conversores mais básicos derivados dos modelos generalizados.

No Capítulo 6 são descritas as conclusões gerais dos estudos desenvolvidos e são sugeridos os trabalhos futuros que podem ser realizados no tema de estudo.

2

Conversores Baseados na Conexão de Módulos 3L e Ponte H

2.1 Introdução

Neste capítulo, são propostas e analisadas configurações CA-CC-CA monofásicas formadas a partir da conexão em série de módulos de conversores 3L e HB que podem ser utilizadas em sistemas como UPSs, reguladores de tensão, compensadores universais de energia, e acionamentos elétricos, nos quais o nível de tensão requerido pela carga é maior que a tensão fornecida pela rede de alimentação. São propostas e avaliadas as topologias denominadas configuração 3LH e configuração 3LH-HFL. Para as configurações propostas são apresentados o modelo do sistema, as estratégias de PWM e de controle usadas para definir os estados das chaves de potência, regular as tensões nos barramentos capacitivos e maximizar o fator de potência da rede elétrica. Por meio de simulações computacionais, as estruturas propostas são comparadas com as configurações convencionais 3L e 4L em termos de distorção harmônica das tensões e correntes processadas, da classificação das chaves de potência e das perdas nos dispositivos semicondutores. Resultados experimentais foram implementados para as configurações propostas a fim de validar os estudos teóricos descritos.

2.2 Configuração 3LH

Conversores multiníveis CA-CC-CA são empregados em um grande número de sistemas de conversão elétrica para solucionar problemas de qualidade de energia, como em sistemas UPSs e UPQCs. Nessas aplicações, os conversores CA-CC-CA podem propiciar fluxo bidirecional de potência, mitigar sobretensões e afundamentos na tensão da rede elétrica, compensar potência reativa e harmônicos gerados por cargas não lineares, e fornecer tensão regulada à carga com amplitude e frequência constantes. As principais vantagens dessas configurações multiníveis em sistemas monofásicos incluem: *i*) baixa distorção das formas de onda das tensões e das correntes processadas; *ii*) reduzido estresse nas chaves de potência; *iii*) baixas perdas nos dispositivos semicondutores; *iv*) alta eficiência; e *v*) modularidade (Baier et al., 2014; de Paula Dias Queiroz et al., 2018a; Ghosh e Narayanan, 2005; Dong et al., 2015).

A Figura 2.1(a) mostra uma das configuração CA-CC-CA convencionais mais usadas em aplicações nas quais a rede elétrica e a carga são monofásicas (Jacobina, Oliveira e da Silva, 2006). Com o intuito de reduzir o número de dispositivos semicondutores, a configuração convencional 3L ilustrada na Figura 2.1(b) foi proposta para aplicações nas quais a rede e a carga operam com a mesma frequência elétrica (Choi et al., 2005). Essa configuração possui um braço compartilhado entre o lado da rede e o lado da carga, propiciando a sintetização das tensões v_g e v_l com até três níveis, usando um menor número de semicondutores que a configuração 4L. Com o intuito de desenvolver conversores multiníveis CA-CC-CA monofásicos que sejam capazes de sintetizar tensões com baixo conteúdo harmônico e baixas perdas de potência em comparação com as soluções convencionais de dois e três níveis, diversas estruturas multiníveis obtidas a partir da conexão em cascata do conversor 3L com conversores HB têm sido estudadas na literatura. Em Maia e Jacobina (2014), é proposto uma configuração CA-CC-CA desenvolvida a partir da conexão em série de um conversor 3L com um conversor HB inserido no ramo compartilhado entre a rede elétrica e a carga. Essa estrutura é apropriada para aplicações nas quais a tensão requerida pela carga é menor ou igual a tensão fornecida pela rede elétrica. Em Maia e Jacobina (2017), também é discutida uma estrutura formada a partir da conexão de um conversor 3L e um conversor HB. Dessa vez, o conversor HB é inserido em série com a fonte de alimentação com o intuito de proporcionar ao sistema a capacidade de compensar sobretensões e harmônicos na tensão da rede elétrica

sem a necessidade de aumentar a tensão do barramento do conversor 3L. Em comparação com a estrutura convencional 3L, as estruturas propostas apresentaram-se como melhores soluções em termos de distorção harmônica e perdas nos semicondutores.

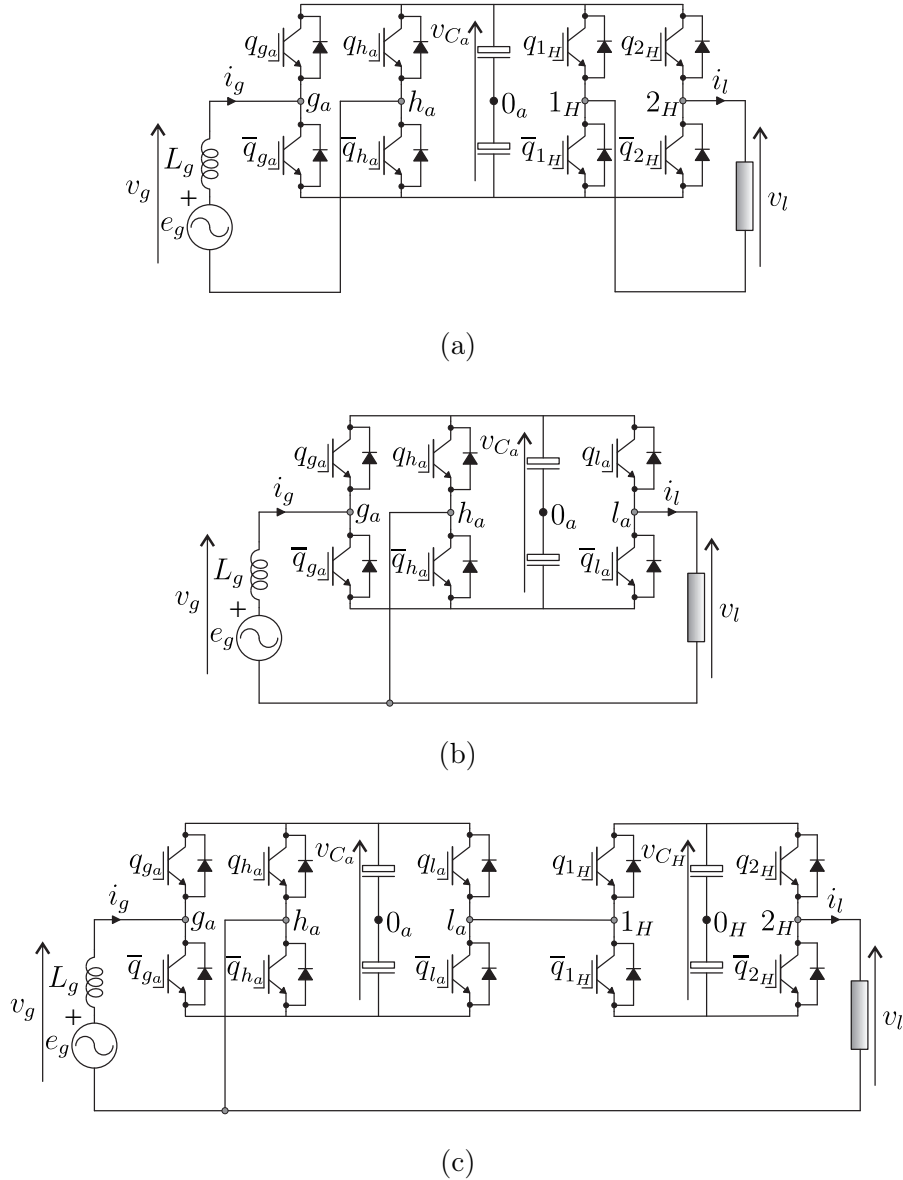


Figura 2.1: Conversores CA-CC-CA avaliados. (a) Configuração convencional 4L. (b) Configuração convencional 3L. (c) Configuração proposta 3LH.

Nesta seção, será analisada outra alternativa para a conexão entre os conversores 3L e HB. A estrutura multinível proposta é desenvolvida a partir da inserção do conversor HB em série com a carga. Neste caso, o conversor proposto é estudado para aplicações nas quais a tensão nominal da carga é maior do que a tensão nominal da rede elétrica

(aplicações de elevação de tensão). Para este cenário de operação, a maioria das configurações CA-CC-CA propostas na literatura utilizam transformadores de baixa frequência (50/60 Hz) (Rodrigues e Jacobina, 2018a; de Freitas et al., 2019). Apesar dessas configurações processarem tensões e correntes com baixas distorções harmônicas e operarem com reduzidas perdas nos dispositivos semicondutores em comparação com as soluções convencionais, o uso de transformadores de baixa frequência pode aumentar o volume e os custos dos sistemas. Portanto, em aplicações nas quais a alta densidade de potência do conversor é um parâmetro importante, as configurações multiníveis sem transformadores são mais atraentes (Santos et al., 2016; Al Dubaikel e Aramco, 2011). Sendo assim, o conversor proposto apresenta-se como uma interessante alternativa para aplicação em sistemas de conversão CA-CC-CA sem transformadores nos quais uma elevação de tensão é necessária. A estrutura proposta nesta seção é denominada como configuração 3LH, e está ilustrada na Figura 2.1(c). A inserção do conversor HB no lado da carga, proporciona a sintetização de uma tensão CA na carga maior que a tensão CA fornecida pela fonte de alimentação, o aumento do número de níveis da tensão de saída e reduz os estresses nos dispositivos semicondutores, pois a tensão na saída será dividida entre o conversores 3L e HB.

Para a configuração 3LH serão apresentados o modelo do sistema, a análise do fluxo de potência nos conversores, uma estratégia de PWM vetorial e um sistema de controle responsável por manter regulada a tensão na saída do conversor com amplitude e frequência fixas e por controlar a corrente de entrada com alto fator de potência e baixa distorção harmônica. Para atingir esses objetivos, a estratégia de controle proposta balanceia as tensões nos barramentos CC por meio da escolha adequada dos estados das chaves dos conversores e sincroniza a corrente de entrada do sistema com a tensão da rede elétrica. A configuração proposta 3LH é comparada com as configurações convencionais 3L e 4L em termos da distorção harmônica das tensões e correntes na entrada e saída do sistema, classificação das chaves de potência e perdas nos dispositivos semicondutores. Para validar as discussões teóricas apresentadas, resultados experimentais foram implementados para a estrutura 3LH. Esses resultados demonstram a operação do sistema em regime permanente e em regime transitório. Os estudos desenvolvidos para a configuração 3LH foram publicados em de Lacerda et al. (2019b).

2.2.1 Modelo do Sistema

As equações que descrevem o modelo do sistema proposto são derivadas da análise de seu circuito equivalente apresentado na Figura 2.2. Utilizando as leis de Kirchhoff das tensões e das correntes, obtêm-se para o lado da rede elétrica

$$e_g = r_g i_g + l_g \frac{di_g}{dt} + v_g \quad (2.1)$$

$$i_g = i_l - i_h \quad (2.2)$$

onde e_g é a tensão da rede elétrica, e r_g e l_g representam, respectivamente, a resistência e a indutância da rede elétrica associada ao indutor L_g ($z_g = r_g + \frac{d}{dt}l_g$). As variáveis i_g , i_l e i_h representam as correntes da rede, da carga e do braço compartilhado, respectivamente.

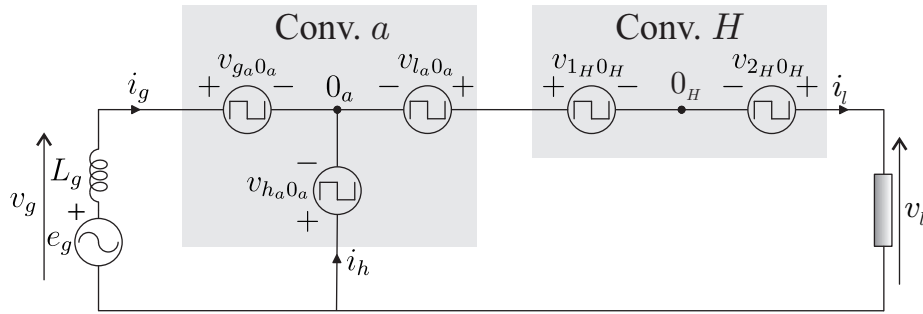


Figura 2.2: Circuito equivalente da configuração 3LH.

As tensões sintetizadas pelo conversor na entrada e na saída do sistema (v_g e v_l , respectivamente) são definidas como

$$v_g = v_{gh} \quad (2.3)$$

$$v_l = v_{lh} - v_H \quad (2.4)$$

onde,

$$v_{gh} = v_{ga0a} - v_{ha0a} \quad (2.5)$$

$$v_{lh} = v_{la0a} - v_{ha0a} \quad (2.6)$$

$$v_H = v_{1H0H} - v_{2H0H} \quad (2.7)$$

As tensões de polo v_{ga0a} , v_{ha0a} , v_{la0a} , v_{1H0H} e v_{2H0H} são calculadas a partir de

$$v_{s_k 0_k} = (2q_{s_k} - 1) \frac{v_{C_k}}{2} \quad (2.8)$$

onde v_{C_k} é a tensão do barramento CC correspondente ao conversor k ($k = a, H$), e q_{s_k} representa o estado binário da chave superior do braço s_k com $s = g, h, l$ quando $k = a$, e $s = 1, 2$ quando $k = H$. Por exemplo, $q_{s_k} = 1$ indica que a chave q_{s_k} está fechada e $q_{s_k} = 0$ indica que a chave q_{s_k} está aberta. Em cada braço do conversor, o estado da chave inferior é complementar ao estado da chave superior.

Determinação das Tensões de Polo de Referência

O sistema de controle define as tensões de referência v_g^* e v_l^* que serão geradas pelo conversor no lado da rede e da carga, respectivamente. Essas tensões são utilizadas para determinar as cinco tensões de polo de referência do conversor. Para tanto, três variáveis auxiliares denominadas v_h^* , $v_{h_a}^*$ e $v_{h_2}^*$ são introduzidas.

Usando (2.3) e (2.4) pode-se escrever

$$v_g^* = v_{gh}^* \quad (2.9)$$

$$v_l^* = v_{lh}^* - v_H^* \quad (2.10)$$

Considerando a variável auxiliar v_h^* , as seguintes equações são derivadas

$$v_{gh}^* = v_g^* \quad (2.11)$$

$$v_{lh}^* = v_l^* + v_h^* \quad (2.12)$$

$$v_h^* = v_H^* \quad (2.13)$$

O valor de v_h^* é determinado respeitando-se seus limites mínimos e máximos ($v_{h_{min}}^* \leq v_h^* \leq v_{h_{max}}^*$). Introduzindo-se o parâmetro μ_h ($0 \leq \mu_h \leq 1$) com o objetivo de normalizar a escolha da variável auxiliar e satisfazer seus limites, têm-se que

$$v_{h_{max}}^* = \min\{v_{C_a} - v_l^*, v_{C_H}\} \quad (2.14)$$

$$v_{h_{min}}^* = \max\{-v_{C_a} - v_l^*, -v_{C_H}\} \quad (2.15)$$

$$v_h^* = \mu_h v_{h_{max}}^* + (1 - \mu_h) v_{h_{min}}^* \quad (2.16)$$

Calculando-se v_h^* , as tensões v_{gh}^* , v_{lh}^* e v_H^* são determinadas.

A partir da variável auxiliar $v_{h_a}^*$ e usando (2.5)-(2.7) pode-se escrever

$$v_{g_a 0_a}^* = v_{gh}^* + v_{h_a}^* \quad (2.17)$$

$$v_{l_a 0_a}^* = v_{lh}^* + v_{h_a}^* \quad (2.18)$$

$$v_{h_a}^* = v_{h_a 0_a}^* \quad (2.19)$$

A variável $v_{h_a}^*$ é determinada usando-se o parâmetro μ_{h_a} ($0 \leq \mu_{h_a} \leq 1$) por meio de

$$v_{h_a}^* = \mu_{h_a} v_{h_{a,max}}^* + (1 - \mu_{h_a}) v_{h_{a,min}}^* \quad (2.20)$$

em que $v_{h_{a,max}}^*$ e $v_{h_{a,min}}^*$ são calculados como

$$v_{h_{a,max}}^* = \frac{v_{C_a}}{2} - \max\{v_{gh}^*, v_{lh}^*, 0\} \quad (2.21)$$

$$v_{h_{a,min}}^* = \frac{-v_{C_a}}{2} - \min\{v_{gh}^*, v_{lh}^*, 0\} \quad (2.22)$$

Determinando-se $v_{h_a}^*$, as tensões de polo de referência do conversor a ($v_{g_a 0_a}^*$, $v_{l_a 0_a}^*$ e $v_{h_a 0_a}^*$) podem ser calculadas usando (2.17)-(2.19).

As tensões de polo de referência do conversor H ($v_{1_H 0_H}^*$ e $v_{2_H 0_H}^*$) podem ser determinadas usando a variável auxiliar $v_{h_2}^*$. Usando (2.7), tem-se que

$$v_{1_H 0_H}^* = v_H^* + v_{h_2}^* \quad (2.23)$$

$$v_{h_2}^* = v_{2_H 0_H}^* \quad (2.24)$$

A variável $v_{h_2}^*$ é calculada usando o parâmetro μ_{h_2} ($0 \leq \mu_{h_2} \leq 1$) por meio da seguinte expressão

$$v_{h_2}^* = \mu_{h_2} v_{h_{2,max}}^* + (1 - \mu_{h_2}) v_{h_{2,min}}^* \quad (2.25)$$

onde os limites $v_{h_{2,max}}^*$ e $v_{h_{2,min}}^*$ são definidos como

$$v_{h_{2,max}}^* = \frac{v_{C_H}}{2} - \max\{v_H^*, 0\} \quad (2.26)$$

$$v_{h_{2,min}}^* = -\frac{v_{C_H}}{2} - \min\{v_H^*, 0\} \quad (2.27)$$

Determinando-se $v_{h_2}^*$, as tensões de polo $v_{1_H 0_H}^*$ e $v_{2_H 0_H}^*$ são calculadas usando (2.23) e (2.24), respectivamente.

Para determinar o estado das chaves do conversor 3LH, as tensões de polo de referência ($v_{g_a0_a}^*$, $v_{l_a0_a}^*$, $v_{h_a0_a}^*$, $v_{1_H0_H}^*$ e $v_{2_H0_H}^*$) conhecidas podem ser comparadas com portadores triangulares de alta frequência. Esse tipo de modulação é também referenciado como PWM escalar. Os valores dos parâmetros μ_h , μ_{h_a} e μ_{h_2} afetam a distorção harmônica das tensões geradas, as perdas nos dispositivos semicondutores e a distribuição de potência entre os conversores a e H , por isso, devem ser escolhidos de modo apropriado para otimizar a estratégia de modulação escalar. Como essa solução não é simples, neste trabalho será apresentada uma estratégia de modulação baseada em abordagens vetoriais para a configuração proposta onde, a partir da escolha adequado dos vetores de tensão aplicados, o sistema opere com baixo conteúdo harmônico, baixas perdas nos dispositivos semicondutores e tensões nos barramentos CC reguladas.

2.2.2 Análise do Fluxo de Potência

Os valores das potências instantâneas na entrada e na saída (p_{in} e p_{out} , respectivamente) do sistema proposto são dados por

$$p_{in} = e_g i_g + (v_g - e_g) i_g = v_g i_g \quad (2.28)$$

$$p_{out} = v_l i_l \quad (2.29)$$

Em função de v_{gh} , v_{lh} e v_H , as potências p_{in} e p_{out} podem também ser expressas como

$$p_{in} = v_{gh} i_g \quad (2.30)$$

$$p_{out} = (v_{lh} - v_H) i_l \quad (2.31)$$

Considerando que p_{C_a} e p_{C_H} representam as potências instantâneas dos barramentos a e H , respectivamente, seus valores são definidos como

$$p_{C_a} = v_{g_a0_a} i_g + v_{h_a0_a} i_h - v_{l_a0_a} i_l \quad (2.32)$$

$$p_{C_H} = (v_{1_H0_H} - v_{2_H0_H}) i_l \quad (2.33)$$

A partir de (2.30)-(2.33) tem-se que,

$$p_{in} - p_{out} = p_{C_a} + p_{C_H} \quad (2.34)$$

Substituindo-se $i_h = i_l - i_g$, $v_{gh} = v_g$ e $v_{lh} = v_l + v_H$ em (2.32), p_{C_a} pode ser definida como

$$p_{C_a} = v_{gh}i_g - v_{lh}i_l = v_gi_g - v_l i_l - v_H i_l \quad (2.35)$$

Dado que $p_{i_o} = v_g i_g - v_l i_l$, as potências instantâneas nos barramentos a e H são expressas como

$$p_{C_a} = p_{i_o} - v_H i_l \quad (2.36)$$

$$p_{C_H} = v_H i_l \quad (2.37)$$

A partir de (2.36) e (2.37), pode-se notar que, dependendo de como v_H é definida, é possível variar a potência p_{C_H} para regular a tensão v_{C_H} do barramento CC da ponte H. Como discutido na Seção 2.2.1, umas das maneiras de se definir v_H é utilizando o parâmetro μ_h . Sendo assim, considerando que $i_l \geq 0$, se $\mu_h = 1$ tem-se que $v_{Hl} = v_{h_{max}}$ e a potência p_{C_H} será positiva e aumentará v_{C_H} . Por outro lado, se $\mu_h = 0$ tem-se que $v_{Hl} = v_{h_{min}}$ e a potência p_{C_H} será negativa e diminuirá v_{C_H} . Porém, o controle das tensões dos barramento usando o parâmetro μ_h faz com que o conversor 3LH não gere as tensões v_g e v_l com níveis de tensão otimizados, comprometendo a distorção harmônica das tensões geradas e as perdas nos dispositivos semicondutores. Para solucionar esse problema, esse trabalho propõe uma técnica de balanceamento das tensões v_{C_a} e v_{C_H} por meio de uma estratégia de PWM vetorial que é discutida em 2.2.4.

A partir das discussões apresentadas, pode-se verificar também que o fluxo de potência nos barramento CC do conversores a e H pode impor limitações à regulação das tensões v_{C_a} e v_{C_H} , fazendo-se com que seja necessário uma análise do fluxo de potência nos barramentos desses conversores para determinar os limites de operação da configuração estudada.

Considere que P_{C_a} e P_{C_H} representam os valores médios das potência instantâneas p_{C_a} e p_{C_H} , respectivamente. Os valores de P_{C_a} e P_{C_H} foram analisados a partir de simulações do sistema operando em regime permanente, assumindo diferentes valores de índice de modulação na saída ($m_o = V_l^*/v_C^*$, em que V_l^* é a amplitude da tensão de referência na carga e $v_C^* = v_{C_a}^* + v_{C_H}^*$) e de fator de potência (f_p) para a carga. Em cada condição de operação, a estratégia de PWM utilizada maximizou/minimizou a potência no barramento H com o objetivo de carregar (\uparrow)/descarregar (\downarrow) o barramento H , e assim aumentar/diminuir a tensão

v_{C_H} . Para ser possível regular v_{C_H} , verificou-se se a estratégia de PWM era capaz de garantir valores positivos e negativos de P_{C_H} , em cada caso. Utilizando essas análises, foi possível definir os limites de operação do barramento H com tensão regulada sem a necessidade da conexão ao seu barramento de uma fonte de tensão CC isolada. Os resultados obtidos estão ilustrados na Figura 2.3, que mostram graficamente o comportamento de P_{C_H} em função de m_o para diferentes valores de f_p . Pode-se observar que a estratégia de PWM pode descarregar o barramento H para todos os valores de m_o e f_p considerados. Entretanto, existem limitações para carregá-lo, indicando que para alguns valores de m_o e f_p , não é possível manter regulada a tensão v_{C_H} . Por exemplo, quando o fator de potência da carga é unitário ($f_p = 1$), o índice de modulação na saída do conversor deve ser menor ou igual a 0,635 pu, 0,837 pu e 0,922 pu para os casos $v_{C_H} = v_{C_a}$, $v_{C_H} = v_{C_a}/2$ e $v_{C_H} = v_{C_a}/3$, respectivamente, para que seja possível regular a tensão v_{C_H} . Esses valores de máximo índice de modulação na saída com os quais o conversor pode operar com a tensão v_{C_H} regulada quando $f_p = 1$, para cada caso analisado, serão referenciados como $m_{o_{max}}$.

Adicionalmente, o comportamento de P_{C_H} foi analisado variando-se o índice de modulação na entrada do conversor no intervalo $0.5 \leq m_i \leq 1$, mantendo-se o índice de modulação na saída constante e igual a 0,635 pu, 0,837 pu e 0,922 pu para os casos $v_{C_H} = v_{C_a}$, $v_{C_H} = v_{C_a}/2$ e $v_{C_H} = v_{C_a}/3$, respectivamente. Os resultados obtidos são mostrados na Figura 2.4. Esses resultados mostram que é possível carregar e descarregar v_{C_H} para $0.5 \leq m_i \leq 1$, quando $m_o = m_{o_{max}}$, para cada caso testado, uma vez que os padrões de chaveamento definidos pela estratégia de PWM levaram a resultados positivos e negativos para a potência média P_{C_H} . Indicando assim que, se o índice de modulação na saída for mantido menor ou igual a $m_{o_{max}}$, e o fator de potência da carga é constante, variações na amplitude da tensão na entrada do sistema não afetarão significativamente a potência do barramento CC do conversor H . Isso significa que o conversor proposto pode operar com tensão na saída com amplitude e frequência constantes, mesmo quando ocorrem variações na tensão da fonte de alimentação do sistema.

Em geral, as seguintes conclusões foram obtidas a partir da análise do fluxo de potência no barramento do conversor H : *i*) índices de modulação na saída mais baixos possibilitam uma maior variação de potência no barramento CC do conversor H , facilitando o balanceamento da tensão v_{C_H} nessas condições; *ii*) cargas com alto fator de potência dificultam o

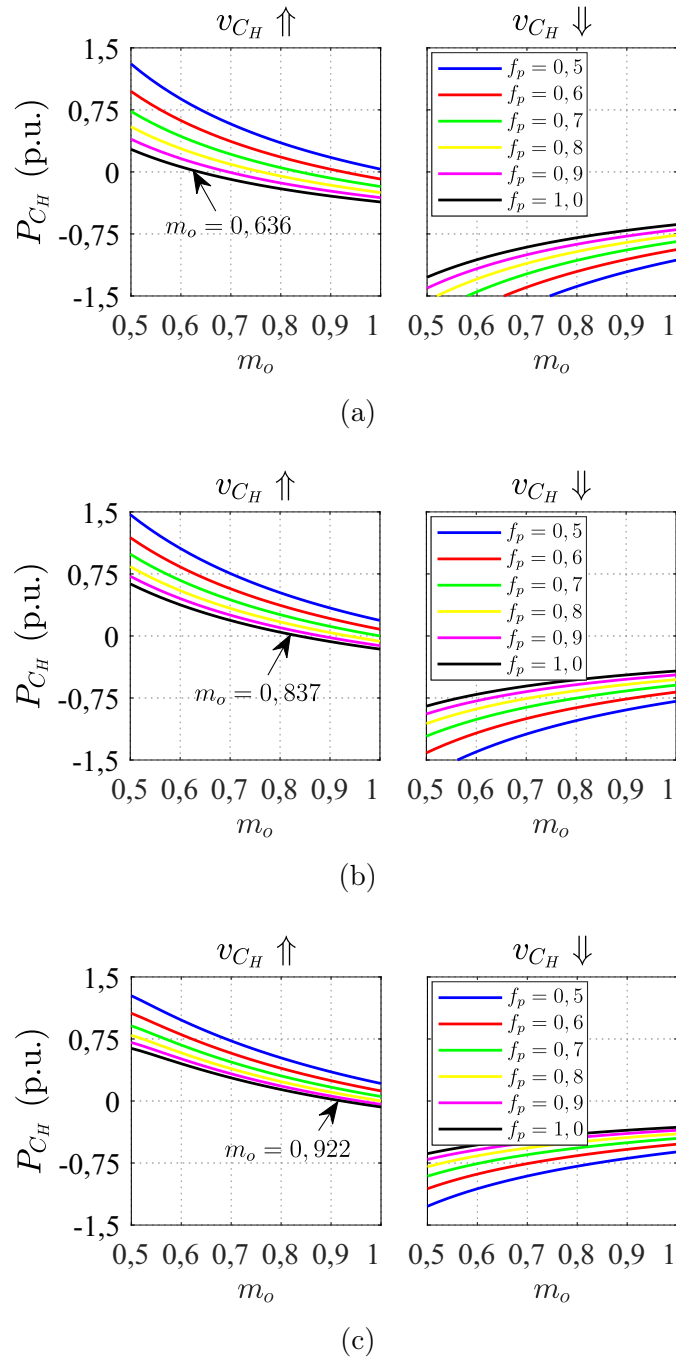


Figura 2.3: Potências médias máximas e mínimas processadas pelo barramento H (P_{CH}) variando-se o índice de modulação na saída (m_o) do conversor. (a) Caso $v_{CH} = v_{C_a}$. (b) Caso $v_{CH} = v_{C_a}/2$. (c) Caso $v_{CH} = v_{C_a}/3$.

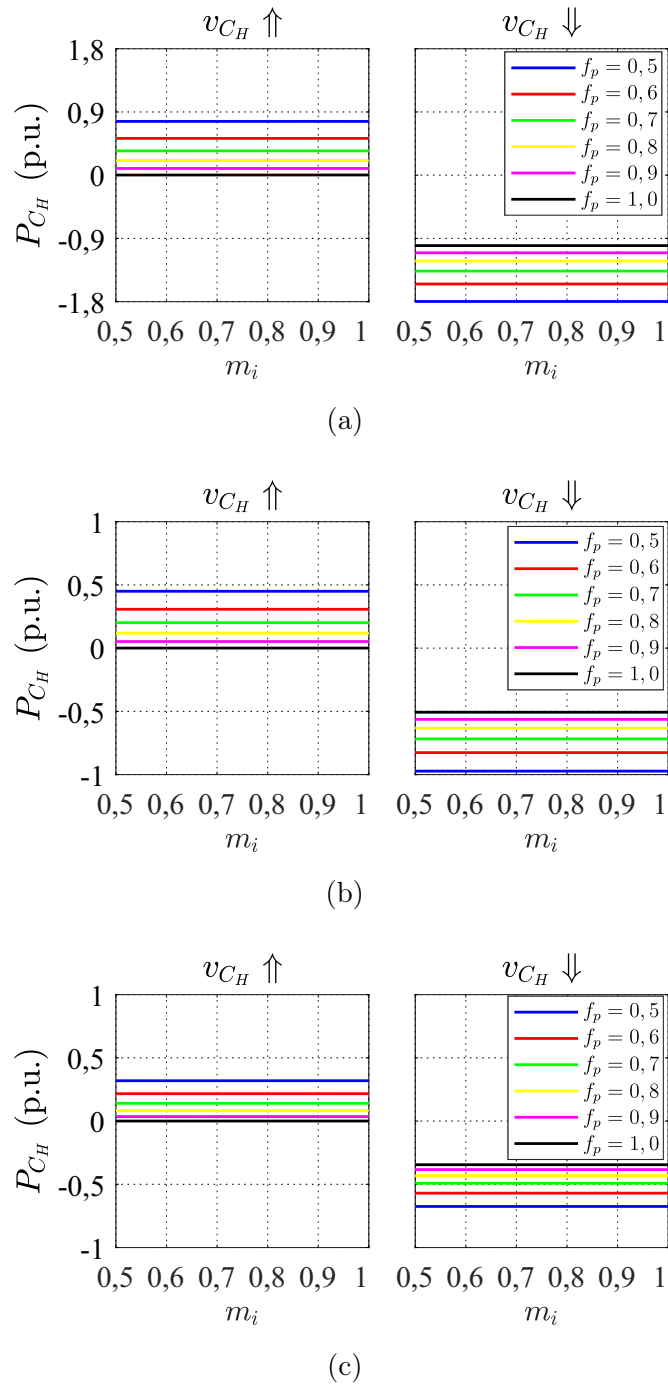


Figura 2.4: Potências médias máximas e mínimas processadas pelo barramento H (P_{CH}) variando-se o índice de modulação na entrada (m_i) do conversor. (a) Caso $v_{CH} = v_{Ca}$. (b) Caso $v_{CH} = v_{Ca}/2$. (c) Caso $v_{CH} = v_{Ca}/3$.

controle da tensão v_{C_H} , limitando mais o máximo índice de modulação na saída com o qual o conversor proposto pode operar, e *iii*) se o índice de modulação na saída definido para a operação do conversor for menor ou igual a $m_{o_{max}}$ quando $f_p = 1$, a regulação da tensão do barramento H é possível para qualquer fator de potência da carga e para qualquer tensão de entrada desde que sua amplitude de referência V_g^* seja menor ou igual à amplitude da tensão do barramento CC do conversor a .

Os limites de operação estabelecidos para a regulação da tensão v_{C_H} devem ser considerados na especificação das tensões de referência dos barramentos, como será discutido no próximo tópico.

2.2.3 Especificação das tensões dos barramentos CC

A fim de garantir que a configuração 3LH opere com a tensão dos barramentos CC devidamente reguladas, os resultados obtidos por meio da análise do fluxo de potência no barramento do conversor H devem ser considerados na definição das tensões de referência dos barramentos a e H ($v_{C_a}^*$ e $v_{C_H}^*$, respectivamente). A partir da Figura 2.3, pode-se observar que quanto menor for o fator de potência da carga, maior é o índice de modulação máximo na saída admitido pelo conversor, que permite a regulação da tensão v_{C_H} . Porém, como transitórios e mudanças de carga podem ocorrer durante a operação de alguns sistemas, é preferível que os valores mínimos das tensões $v_{C_a}^*$ e $v_{C_H}^*$ sejam definidos considerando $m_o = m_{o_{max}}$ quando $f_p = 1$. Desse modo, pode-se garantir que os barramentos CC da configuração 3LH permanecerão balanceados para uma ampla faixa de condições de carga.

Pode-se determinar a tensão mínima do barramento CC das configurações convencionais 4L e 3L, respectivamente, por meio das seguintes expressões

$$v_{C_{4Lmin}}^* = \max \{ |v_g^*|, |v_l^*| \} \quad (2.38)$$

$$v_{C_{3Lmin}}^* = \max \{ |v_g^*|, |v_l^*|, |v_g^* - v_l^*| \} \quad (2.39)$$

Para a configuração 3LH, de acordo com (2.3) e (2.4), as tensões v_g^* e v_l^* devem satisfazer

as seguintes condições para serem sintetizadas corretamente:

$$|v_g^*| \leq v_{C_a}^*, \quad (2.40)$$

$$\frac{|v_l^*|}{m_o} \leq v_{C_a}^* + v_{C_H}^* \quad (2.41)$$

$$|v_g^* - v_l^*| \leq v_{C_a}^* + v_{C_H}^* \quad (2.42)$$

Note que, a tensão de saída v_l^* é dividida entre os conversores a e H . Sendo assim, a relação entre as tensões $v_{C_a}^*$ e $v_{C_H}^*$ pode ser escolhida de modo a maximizar o número de níveis sintetizados pela tensão de saída v_l . Três casos são considerados: *i*) $v_{C_H}^* = v_{C_a}^*$, *ii*) $v_{C_H}^* = v_{C_a}^*/2$ e *iii*) $v_{C_H}^* = v_{C_a}^*/3$. A partir de (2.40)-(2.42), as tensões mínimas dos barramentos CC, $v_{C_{amin}}^*$ e $v_{C_{Hmin}}^*$ são definidas como

- Caso *i* - $v_{C_H}^* = v_{C_a}^*$:

$$v_{C_{amin}}^* = \max \left\{ |v_g^*|, \frac{|v_l^*|}{2m_o}, \frac{|v_g^* - v_l^*|}{2} \right\} \quad (2.43)$$

$$v_{C_{Hmin}}^* = \max \left\{ \frac{|v_l^*|}{2m_o}, \frac{|v_g^* - v_l^*|}{2} \right\} \quad (2.44)$$

- Caso *ii* - $v_{C_H}^* = v_{C_a}^*/2$

$$v_{C_{amin}}^* = \max \left\{ |v_g^*|, \frac{2|v_l^*|}{3m_o}, \frac{2|v_g^* - v_l^*|}{3} \right\} \quad (2.45)$$

$$v_{C_{Hmin}}^* = \max \left\{ \frac{|v_l^*|}{3m_o}, \frac{|v_g^* - v_l^*|}{3} \right\} \quad (2.46)$$

- Caso *iii* - $v_{C_H}^* = v_{C_a}^*/3$:

$$v_{C_{amin}}^* = \max \left\{ |v_g^*|, \frac{3|v_l^*|}{4m_o}, \frac{3|v_g^* - v_l^*|}{4} \right\} \quad (2.47)$$

$$v_{C_{Hmin}}^* = \max \left\{ \frac{|v_l^*|}{4m_o}, \frac{|v_g^* - v_l^*|}{4} \right\} \quad (2.48)$$

Portanto, de acordo com (2.39)-(2.48), os valores mínimos das tensões dos barramentos CC são definidos em função das amplitudes de v_g^* e v_l^* , do índice de modulação na saída m_o e do ângulo entre v_g^* e v_l^* , denominado θ_{lg} . Na Figura 2.5, são apresentadas as curvas das tensões mínimas dos barramentos CC da configuração 3LH em função do ângulo θ_{lg} , considerando amplitude da tensão de referência na carga igual a $V_l^* = 1$ pu, a amplitude da tensão de referência na entrada do conversor igual a $V_g^* = v_{C_a}^*$ (máximo valor que v_g

pode assumir) e $-180^\circ \leq \theta_{lg} \leq 180^\circ$. Pode-se observar que as tensões v_g^* e v_l^* devem ser sincronizadas para que as tensões nos barramentos CC sejam mantidas nos seus valores mínimos, ou seja, para $v_{C_k} = v_{C_{k_{min}}}$, então $|\theta_{lg}| \leq \theta_{lg_{max}}$. Para os casos nos quais as amplitudes das tensões de referência são $V_l^* < 1$ pu e $V_g^* < v_{C_a}^*$, o conversor pode operar com θ_{lg} maior do que os valores de $\theta_{lg_{max}}$ definidos na Figura 2.5, para cada caso estudado, porém ainda com limitações definidas de acordo com os valores específicos de V_l^* e V_g^* . Dado que os valores de θ_{lg} variam de acordo com os valores de V_l^* e V_g^* , deve-se selecionar um valor de θ_{lg} adequado para todas as condições de tensão na entrada e na saída do sistema nas quais espera-se que o conversor opere. Se θ_{lg} for selecionado respeitando os limites definidos na Figura 2.5, o conversor pode operar com as tensões mínimas nos barramentos CC independente dos valores de V_l^* e V_g^* . No caso da configuração convencional 3L, v_g^* e v_l^* também devem ser sincronizadas a fim de manter a tensão do barramento CC no seu valor mínimo (Jacobina et al., 2006). Como a configuração convencional 4L não possui braços compartilhados entre os lados da rede e da carga, o ângulo entre as tensões v_g^* e v_l^* não influencia na determinação da tensão do barramento CC, de acordo com (2.38). Para as configurações 3L e 3LH, o valor de θ_{lg} ainda pode ser determinado de modo a minimizar a corrente do braço compartilhado desses conversores (Maia e Jacobina, 2014).

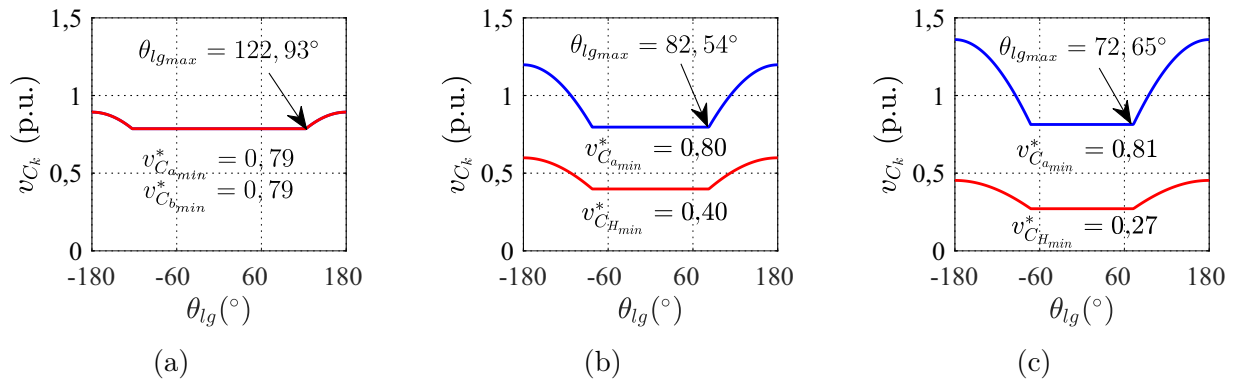


Figura 2.5: Tensões mínimas dos barramentos CC em função de θ_{lg} para a configuração 3LH. (a) Com $v_{C_H}^* = v_{C_a}^*$. (c) Com $v_{C_H}^* = v_{C_a}^*/2$. (d) Com $v_{C_H}^* = v_{C_a}^*/3$.

2.2.4 Estratégia de PWM

A técnica de PWM utilizada para definir os estados das chaves do conversor proposto baseia-se na abordagem vetorial, denominada estratégia SV-PWM. Devido ao braço com-

partilhado entre a entrada e a saída do sistema, a estratégia de PWM não pode ser definida de forma independente para o lado da rede e para o lado da carga. Desse modo, a estratégia SV-PWM utilizada consiste em resolver um plano vetorial $v_l \times v_g$, definido de forma que as tensões v_g e v_l coincidam, respectivamente, com o eixo real (Re) e o eixo imaginário (Im) (Jacobina et al., 2006).

Na Figura 2.6, são apresentados os planos vetoriais gerados pela configuração 3LH para os três casos estudados: *i*) com $v_{C_H} = v_{C_a}$, mostrado na Figura 2.6(a); *ii*) com $v_{C_H} = v_{C_a}/2$, mostrado na Figura 2.6(b); e *iii*) com $v_{C_H} = v_{C_a}/3$, mostrado na Figura 2.6(c). Nessas figuras, $v_{n_a n_H}$ representa o vetor de tensão gerado pela combinação de chaves definidas por n_a e n_H que, por sua vez, representam os números binários $\{q_{g_a}, q_{l_a}, q_{h_a}\}$ e $\{q_{H_1}, q_{H_2}\}$, respectivamente, convertidos para números decimais. Pode-se observar que, existem trinta e duas possíveis combinações de chaves que geram os vetores de tensão $v_{n_a n_H}$.

Na estratégia SV-PWM desenvolvida neste trabalho, $v^* = v_g^* + jv_l^*$ representa a tensão de referência que deve ser gerada pelo conversor durante o período de amostragem T . O vetor de referência v^* dentro de cada setor triangular deve ser sintetizado aplicando-se durante o período T os vetores de tensão localizados nos vértices do triângulo que correspondem aos vetores mais próximos de v^* . Assumindo que v^* é constante durante o período de amostragem T , e que o mesmo está localizado no setor definido pelos vetores v_x , v_y e v_z , v^* pode ser expresso como segue,

$$v^* = v_x \frac{t_x}{T} + v_y \frac{t_y}{T} + v_z \frac{t_z}{T} \quad (2.49)$$

onde t_x , t_y , e t_z correspondem aos tempos de aplicação dos vetores v_x , v_y e v_z , respectivamente. Seus valores são calculados resolvendo-se o sistema formado pelas seguintes equações,

$$v_g^* = v_{gx} \frac{t_x}{T} + v_{gy} \frac{t_y}{T} + v_{gz} \frac{t_z}{T} \quad (2.50)$$

$$v_l^* = v_{lx} \frac{t_x}{T} + v_{ly} \frac{t_y}{T} + v_{lz} \frac{t_z}{T} \quad (2.51)$$

$$T = T_x + T_y + T_z \quad (2.52)$$

Na Figura 2.6, também são ilustradas as trajetórias descritas pelo vetor de referência v^* no interior dos planos vetoriais em duas condições de operação: 1) $V_g^* = V_l^*/2$ e $\theta_{lg} = 0^\circ$; e 2) $V_g^* = v_{C_a}^*$ e $\theta_{lg} = \theta_{lg_{max}}$. Neste capítulo, as análises comparativas foram realizadas na

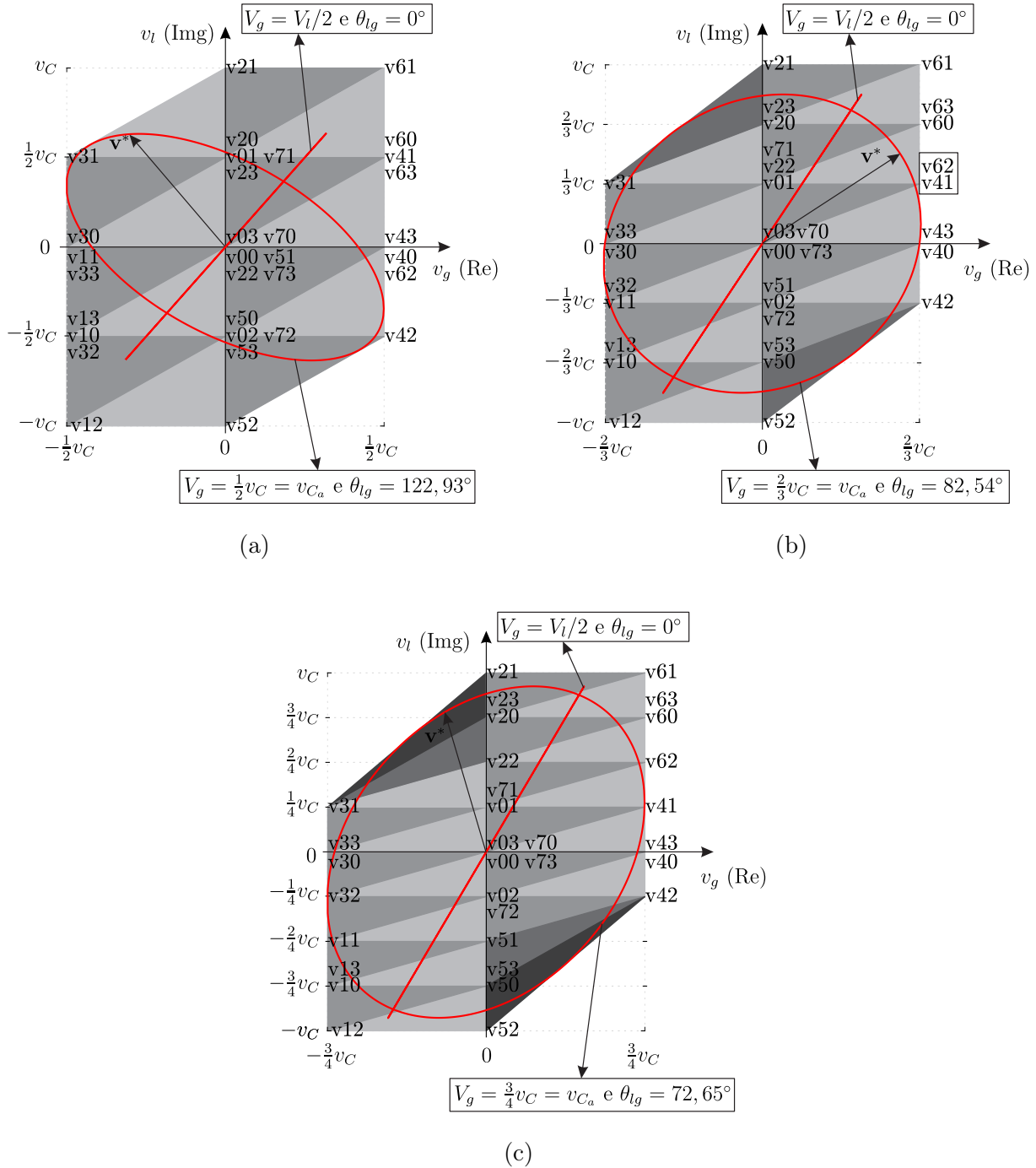


Figura 2.6: Planos vetoriais $v_l \times v_g$ gerados pela configuração 3LH. (a) Caso $v_{C_H} = v_{C_a}$. (b) Caso $v_{C_H} = v_{C_a}/2$. (c) Caso $v_{C_H} = v_{C_a}/3$.

condição de operação 1. A condição 2 ilustra os limites de operação do conversor para cada caso analisado.

Pode-se observar que, em alguns casos, o mesmo vetor de tensão nos planos vetoriais

pode ser gerado por diferentes combinações de estado das chaves. Por exemplo, de acordo com a Figura 2.6(b), o vetor de tensão $\frac{2}{3}v_C + j\frac{1}{3}v_C$ pode ser sintetizado por v_{62} ou v_{41} . A escolha dos estados das chaves que definirão cada vetor no plano pode ser feita de modo a reduzir a frequência média de chaveamento dos dispositivos semicondutores, resultando na diminuição das perdas por chaveamento. Porém, os efeitos dos estados das chaves nas tensões dos barramentos CC também devem ser considerados para mantê-las balanceadas, como será discutido na Seção 2.2.5.

As configurações convencionais 4L e 3L podem sintetizar as tensões v_g e v_l com até três níveis. No caso da configuração proposta 3LH, a tensão v_g também é sintetizada com até três níveis para qualquer relação entre as tensões dos barramentos CC. Porém, a tensão v_l pode ser gerada com um maior número de níveis, dependendo dos valores de v_{C_a} e v_{C_H} . No caso simétrico em que $v_{C_H} = v_{C_a}$, v_l pode ser sintetizada com até cinco níveis, como mostrado na Figura 2.6(a). Nos casos assimétricos, quando $v_{C_H} = v_{C_a}/2$ ou $v_{C_H} = v_{C_a}/3$, v_l pode ser sintetizada com até sete ou nove níveis, respectivamente, apresentando melhor desempenho em termos de qualidade da tensão de saída em comparação com o caso simétrico. No entanto, quando $v_{C_H} = v_{C_a}/3$, não é possível regular as tensões dos barramentos CC usando os níveis de tensão mais próximos devido ao menor número de redundâncias de estados de chaveamento disponíveis para gerar os vetores no plano, como pode ser visto na Figura 2.6(c). Portanto, quando $v_{C_H} = v_{C_a}/3$, a necessidade de escolher os estados de chaveamento de modo a balancear os barramentos CC, pode resultar em tensões de saída com maior distorção harmônica. Sendo assim, o caso $v_{C_H} = v_{C_a}/2$, ilustrado na Figura 2.6(b), mostrou-se o mais promissor em termos de regulação da tensão dos barramentos CC e de qualidade da tensão na saída. Portanto, esse caso que será investigado nas análises comparativas da configuração 3LH com as configurações convencionais 4L e 3L.

2.2.5 Estratégia de Controle

A estratégia de controle para a configuração proposta 3LH tem como finalidade controlar as tensões dos barramentos CC (v_{C_a} e v_{C_H}) de modo que os conversores sejam capazes de operar sem fontes de tensão CC isoladas conectadas aos barramentos, e controlar a corrente na entrada do sistema para que tenha baixo conteúdo harmônico e possua uma componente fundamental sincronizada com a tensão da rede elétrica, de forma a obter fator de potência

próximo da unidade. Na Figura 2.7, são apresentados os diagramas de controle e de potência da configuração 3LH.

De acordo com o diagrama de controle apresentado, o valor médio das tensões nos barramentos CC ($v_C = (v_{C_a} + v_{C_H})/2$) é regulado por meio de um controlador proporcional integral (PI) convencional. Então, a saída do controlador de tensão define a amplitude da corrente de referência da rede elétrica, representado por I_g^* . O controle do fator de potência da rede elétrica é realizado por meio da sincronização da corrente instantânea de referência i_g^* com a tensão da rede elétrica e_g . Para tanto, o bloco PLL (do inglês, *Phase-Locked-Loop*) é utilizado para rastrear o ângulo de e_g , representado por δ_g . Desse modo, a partir dos valores de I_g^* e δ_g , o bloco $GEN - i_g^*$, gera a corrente instantânea de referência i_g^* . O controle da corrente i_g é realizado por meio de um controlador PI síncrono de dupla sequência definido em Jacobina et al. (2001b), representado no diagrama pelo bloco R_{i_g} . Por fim, observa-se que a saída do controlador de corrente é quem define a tensão de referência v_g^* para a estratégia de PWM. O bloco $GEN - v_l^*$ é responsável por fornecer a tensão de referência da carga v_l^* , a partir de uma amplitude (V_l^*) e um ângulo (θ_l) de referência. Pode-se escolher o valor de θ_l igual a δ_g . Desse modo, a tensão v_l^* é sincronizada com a tensão da rede e_g . Nesse caso, o ângulo entre v_g^* e v_l^* (θ_{lg}) será igual ao ângulo entre as tensões e_g e v_g^* (θ_g). Vale ressaltar que o ângulo θ_l deve ser selecionado respeitando os limites de θ_{lg} , para que as tensões nos barramentos CC permaneçam nos seus valores mínimos.

Definidos os valores de v_g^* e v_l^* , essas tensões de referência são usadas pela estratégia de PWM para determinar os estados das chaves q_{s_k} do conversor, que sintetizará as tensões v_g e v_l , na entrada e na saída do sistema, respectivamente, conforme mostrado no diagrama de potência. As variáveis e_g , i_g , i_l , v_{C_a} e v_{C_H} são mediadas pelos sensores e enviadas ao processador digital de sinais (DSP), responsável por executar as estratégias de modulação SV-PWM e de controle desenvolvidas.

Para que as tensões nos barramentos CC sejam adequadamente controladas, é necessário também regular individualmente uma das duas tensões v_{C_a} ou v_{C_H} . Com esse objetivo, uma estratégia de regulação por histerese foi utilizada para balancear a tensão do barramento do conversor H (v_{C_H}). Nessa estratégia, toda vez que o erro ($v_{C_H}^* - v_{C_H}$) ultrapassar a banda de histerese estabelecida, os vetores no plano vetorial são escolhidos de modo a aumentar ou diminuir a tensão v_{C_H} com o propósito de minimizar o erro de tensão. A Tabela 2.1 apresenta

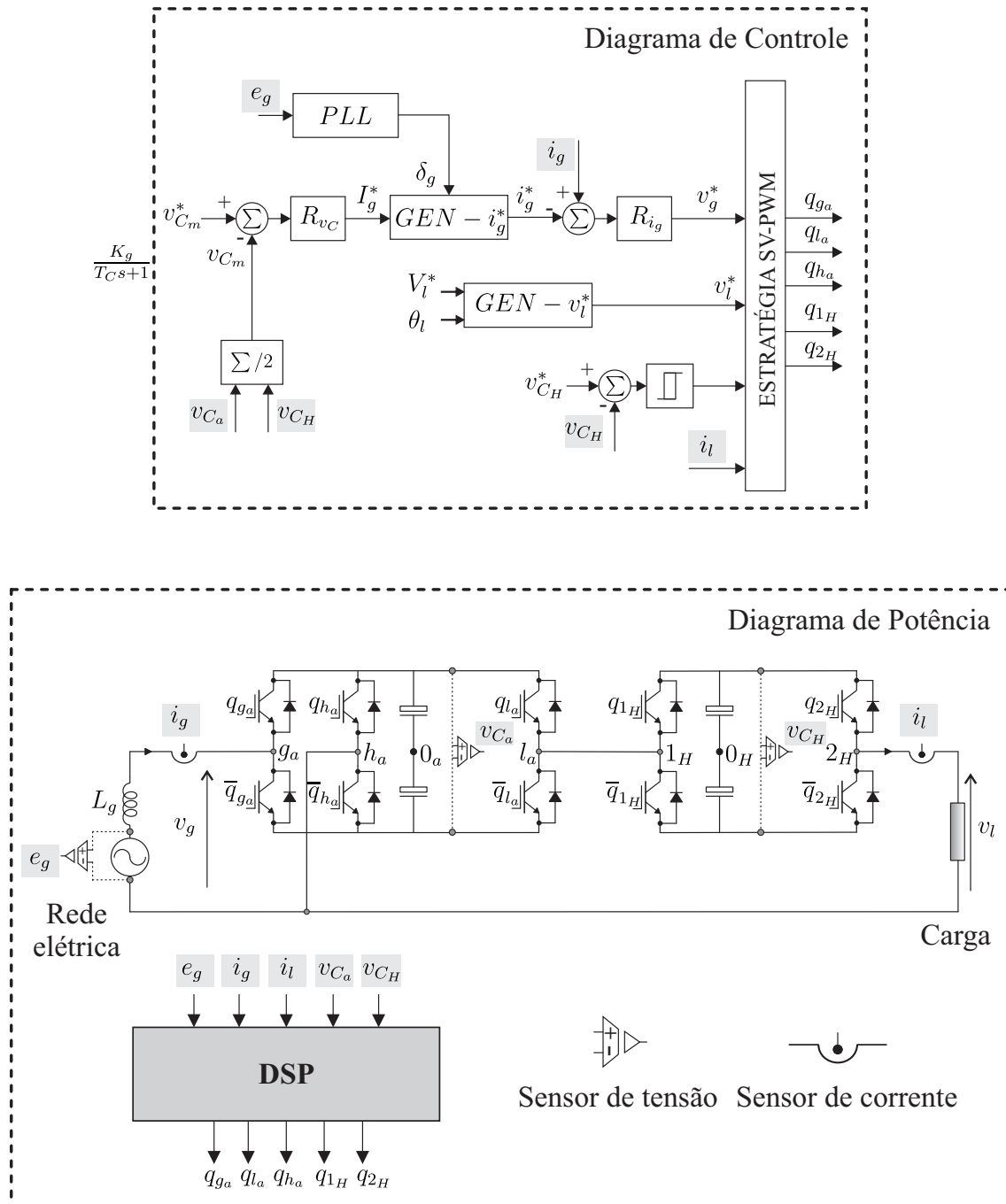


Figura 2.7: Diagramas de controle e de potência da configuração 3LH.

o efeito em v_{C_H} de acordo com os estados das chaves q_{1_H} e q_{2_H} (conversor H) quando $i_l \geq 0$. Os efeitos opostos são observados quando $i_l < 0$. Por exemplo, se $n_H = 1$ ($q_{1_H} = 0, q_{2_H} = 1$) e $i_l \geq 0$, v_{C_H} diminui, ao passo que, se $n_H = 1$ e $i_l < 0$, v_{C_H} aumenta. Portanto, selecionando-se apropriadamente os estados de chaveamento redundantes na estratégia SV-PWM é possível manter as tensões dos barramentos CC reguladas em torno dos seus valores de referência.

Tabela 2.1: Efeitos em v_{CH} de acordo com os estados das chaves q_{H1} e q_{H2} quando $i_l \geq 0$.

q_{1H}	q_{2H}	v_{naH}	i_{CH}	v_{CH}^*
0	0	v_{na0}	0	nenhum
0	1	v_{na1}	$-i_l$	↓
1	0	v_{na2}	i_l	↑
1	1	v_{na3}	0	nenhum

* ↑: aumenta/↓: diminui.

Determinação do Controlador de Corrente

Para efeito do cálculo do controlador de corrente, pode-se considerar a tensão e_g em (2.1) como uma perturbação a ser compensada pelo controlador. Desse modo, aplicando-se a Transformada de Laplace a (2.1), obtém-se a função de transferência de primeira ordem para o controle da corrente i_g , dada por

$$I_g(s) = \frac{-1/r_g}{T_g s + 1} V_g(s) \quad (2.53)$$

onde $T_g = l_g/r_g$ é a constante de tempo da rede elétrica.

Considera-se ainda que a função de transferência de primeira ordem do conversor é dada por:

$$V_g(s) = \frac{1}{T_v s + 1} V_g^*(s) \quad (2.54)$$

onde T_v é a constante de tempo do PWM conversor.

Conforme mencionado anteriormente, a corrente senoidal i_g é controlada por um controlador PI síncrono de dupla sequência, cujos modelos contínuo e discreto são desenvolvidos em Jacobina et al. (2001b). Esse controlador garante erro nulo em regime permanente para grandezas alternadas que possuam frequência igual a ω . Esse controlador é obtido a partir da modificação do controlador PI convencional de modo a se obter ganho infinito na frequência ω . A função de transferência do controlador PI modificado que garante erro nulo na frequência ω é dada por:

$$G_{PI_{mod}}(s) = \frac{k_a s^2 + k_b s + k_c}{s^2 + \omega^2} \quad (2.55)$$

onde k_a , k_b e k_c são os ganhos do controlador. Para determinar os ganhos do controlador PI modificado, uma boa aproximação é utilizar os ganhos k_{pi} e k_{ii} calculados para o controlador

PI convencional (Jacobina et al., 2001b), e relacioná-los do seguinte modo:

$$k_a = k_{pi} \quad (2.56)$$

$$k_b = 2k_{ii} \quad (2.57)$$

$$k_c = \omega^2 k_a \quad (2.58)$$

A função de transferência do PI convencional é dada por:

$$G_{PI_i}(s) = \frac{k_{ii}(sk_{pi}/k_{ii} + 1)}{s} \quad (2.59)$$

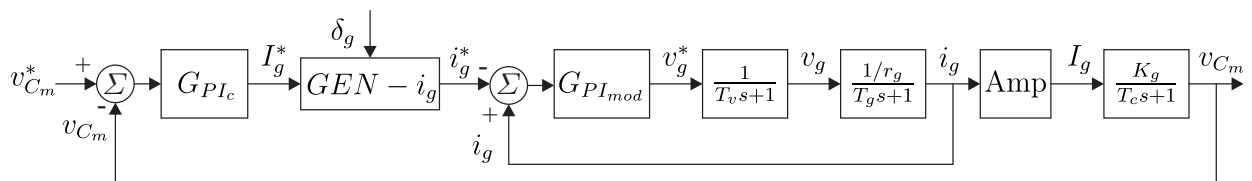


Figura 2.8: Diagrama de controle simplificado usado para calcular os ganhos dos controladores.

Para determinar os ganhos do controlador de corrente, utilizou-se o diagrama de blocos simplificado mostrado na Figura 2.8. Considerando a malha de controle da corrente i_g , a função de transferência de malha aberta (FTMA) obtida é expressa por:

$$G_{oi}(s) = \frac{(k_{ii}/r_g)(sk_{pi}/k_{ii} + 1)}{s(T_v s + 1)(T_g s + 1)} \quad (2.60)$$

A constante de tempo T_v é muito pequena e não deve ser compensada. Portanto, cancelando-se o polo da rede elétrica com o zero do PI ($T_g = k_{pi}/k_{ii}$), a FTMA expressa em (2.60) pode ser escrita do seguinte modo:

$$G_{oi}(s) = \frac{k_{ii}/r_g}{s(T_v s + 1)} \quad (2.61)$$

Logo, a função de transferência de malha fechada (FTMF), representada por $G_{fi}(s)$, é dada por:

$$G_{fi}(s) = \frac{k_{ii}/r_g}{T_v s^2 + s + k_{ii}/r_g} \quad (2.62)$$

A partir da expressão no denominador da FTMF $G_{fi}(s)$, o ganho k_{ii} foi determinado de modo que a função de transferência tenha polos reais idênticos em malha fechada. Nesse caso,

encontra-se $k_{ii} = r_g/(4T_v)$ e $k_{pi} = l_g/(4T_v)$. Portanto, substituindo-se o valor encontrado para k_{ii} em (2.62), a função de malha fechada da corrente resultante é expressa por:

$$I_g(s) = G_{fi}(s)I_g^*(s) = \frac{1}{(2T_v s + 1)^2} I_g^*(s) \quad (2.63)$$

Determinados os valores de k_{ii} e k_{pi} , esses são substituídos nas expressões (2.56)-(2.58), para determinar os ganhos do PI modificado.

Para simplificar o cálculo do controlador de tensão discutido no próximo tópico, a função de transferência (2.63) de segunda ordem, é aproximada para uma função de transferência de primeira ordem, obtendo-se

$$I_g(s) = G_{fi}(s)I_g^*(s) \cong \frac{1}{T'_v s + 1} I_g^*(s) \quad (2.64)$$

onde $T'_v = 4T_v$.

Determinação do Controlador de Tensão

Para calcular o controlador de tensão, deve-se considerar a equação de balanço de potência do sistema proposto deduzida em (2.34), e reescrita do seguinte modo

$$p_{in} = p_{C_a} + p_{C_H} + p_{out} \quad (2.65)$$

onde p_{in} e p_{out} são as potências instantâneas na entrada e na saída do sistema, respectivamente, e p_{C_a} e p_{C_H} são as potências instantâneas nos barramentos CC dos conversores a e H , respectivamente. Assim como no caso do retificador trifásico estudado em Ketzer e Jacobina (2015), a fim de determinar a função de transferência de primeira ordem para o controle da tensão média dos barramentos CC (v_{C_m}), definiu-se essas potências instantâneas do seguinte modo

$$p_{in} = e_g i_g - r_g i_g^2 - \frac{d}{dt} \left(\frac{l_g}{2} i_g^2 \right) \quad (2.66)$$

$$p_{out} = \frac{v_{C_m}^2}{R_l} \quad (2.67)$$

$$p_{C_a} + p_{C_H} = \frac{d}{dt} \left(\frac{C}{2} v_{C_m}^2 \right) \quad (2.68)$$

onde R_l é a resistência equivalente vista pelo conversor, de modo que p_{out} corresponda a potência fornecida pelo conversor à carga; e $C = C_a = C_H$ é a capacitância dos barramentos CC.

Aplicando a Transformada de Laplace em (2.65), e desprezando os termos de ordem elevada e alguns termos considerados como perturbações, é possível determinar a função de transferência relacionando $V_{C_m}(s)$ e $I_g(s)$. De acordo com de Freitas et al. (2017), a função de transferência obtida é dada por

$$V_{C_m}(s) = \frac{K_g}{T_c s + 1} I_g(s) \quad (2.69)$$

onde $T_c = \alpha_c R_l C$ e $K_g = \alpha_g R_l E_g / V_{C_{mo}}$. $V_{C_{mo}}$ 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.

Introduzindo-se (2.64) em (2.69), obtém-se

$$V_{C_m}(s) = \frac{K_g}{(T_c s + 1)(T'_v s + 1)} I_g^*(s) \quad (2.70)$$

Assumindo que os ganhos do controlador de tensão do barramento são representados por k_{pc} e k_{ic} , a função de transferência do controlador PI externo é dada por:

$$G_{PIc}(s) = \frac{k_{ic}(s k_{pc} / k_{ic} + 1)}{s} \quad (2.71)$$

Portanto, de acordo com o diagrama simplificado apresentado na Figura 2.8, considerando a malha de controle externa, a FTMA obtida é dada por:

$$G_{oc}(s) = \frac{K_g k_{ic}(s k_{pc} / k_{ic} + 1)}{s(T_c s + 1)(T'_v s + 1)} \quad (2.72)$$

A constante de tempo T'_v ainda é muito pequena e não deve ser compensada. Portanto, cancela-se o polo do modelo que relaciona $V_{C_m}(s)$ e $I_g(s)$ com o zero do PI ($T_c = k_{pc} / k_{ic}$). Desse modo, a FTMA expressa em (2.72) pode ser escrita do seguinte modo:

$$G_{oc}(s) = \frac{K_g k_{ic}}{s(T'_v s + 1)} \quad (2.73)$$

Logo, a FTMF representada por $G_{fc}(s)$, é dada por:

$$G_{fc}(s) = \frac{K_g k_{ic}}{T'_v s^2 + s + K_g k_{ic}} \quad (2.74)$$

Determinando-se o ganho k_{ic} de forma que a função de transferência $G_{fc}(s)$ tenha polos reais idênticos em malha fechada, e substituindo-se $T'_v = 4T_v$, encontra-se $k_{ii} = 1 / (16T_v K_g)$ e $k_{pc} = T_c / (16T_v K_g)$.

Devido as aproximações adotadas para a determinação dos ganhos dos controladores de corrente e de tensão, os parâmetros dos controladores foram ajustados usando simulações computacionais a partir dos valores calculados utilizando a metodologia apresentada nesta seção. Desse modo, obtiveram-se respostas satisfatórias para as variáveis controladas do sistema.

2.2.6 Resultados Experimentais

Os resultados experimentais das configurações propostas neste capítulo foram implementados em uma bancada experimental composta por quatro conversores de três braços desenvolvidos a partir de módulos duais IGBT SEMIKRON SKM50GB123D com *drivers* dedicados SKHI-23. Cada conversor é conectado a um barramento CC com capacitores eletrolíticos de $2200\mu\text{F}$ (450 V). A bancada também é equipada com sensores de tensão e de corrente para uso geral, um varivolt trifásico e um microcontrolador DSP TMS320F28335, responsável por gerar os sinais de gatilho que acionam as chaves e processar as variáveis de controle do sistema. A placa do DSP é conectada a um microcomputador, onde é feita sua programação. As conexões aos elementos da plataforma experimental são acessíveis em um painel, onde é realizada a montagem dos circuitos. Outros dispositivos disponíveis externamente à bancada incluem transformadores de baixa e de alta frequência. A Figura 2.9 apresenta uma visão geral da bancada experimental utilizada. Durante os experimentos foram usados resistores, indutores, capacitores e uma ponte de diodos para implementar as cargas conectadas na saída dos conversores. As grandezas elétricas de interesse foram medidas usando um osciloscópio digital e multímetros digitais.

A Tabela 2.2 apresenta os parâmetros usados nos testes experimentais da configuração 3LH. A estrutura proposta foi implementada em malha fechada de acordo com os diagramas de controle e de potência mostrados na Figura 2.7, usando a estratégia de modulação SV-PWM discutida na Seção 2.2.4. Os resultados experimentais obtidos mostram o conversor proposto operando em regime permanente, alimentando uma carga RL e uma carga não linear. Também são apresentados resultados que demonstram a operação do sistema em estado transitório, para uma variação na tensão da rede elétrica e para uma variação de carga.

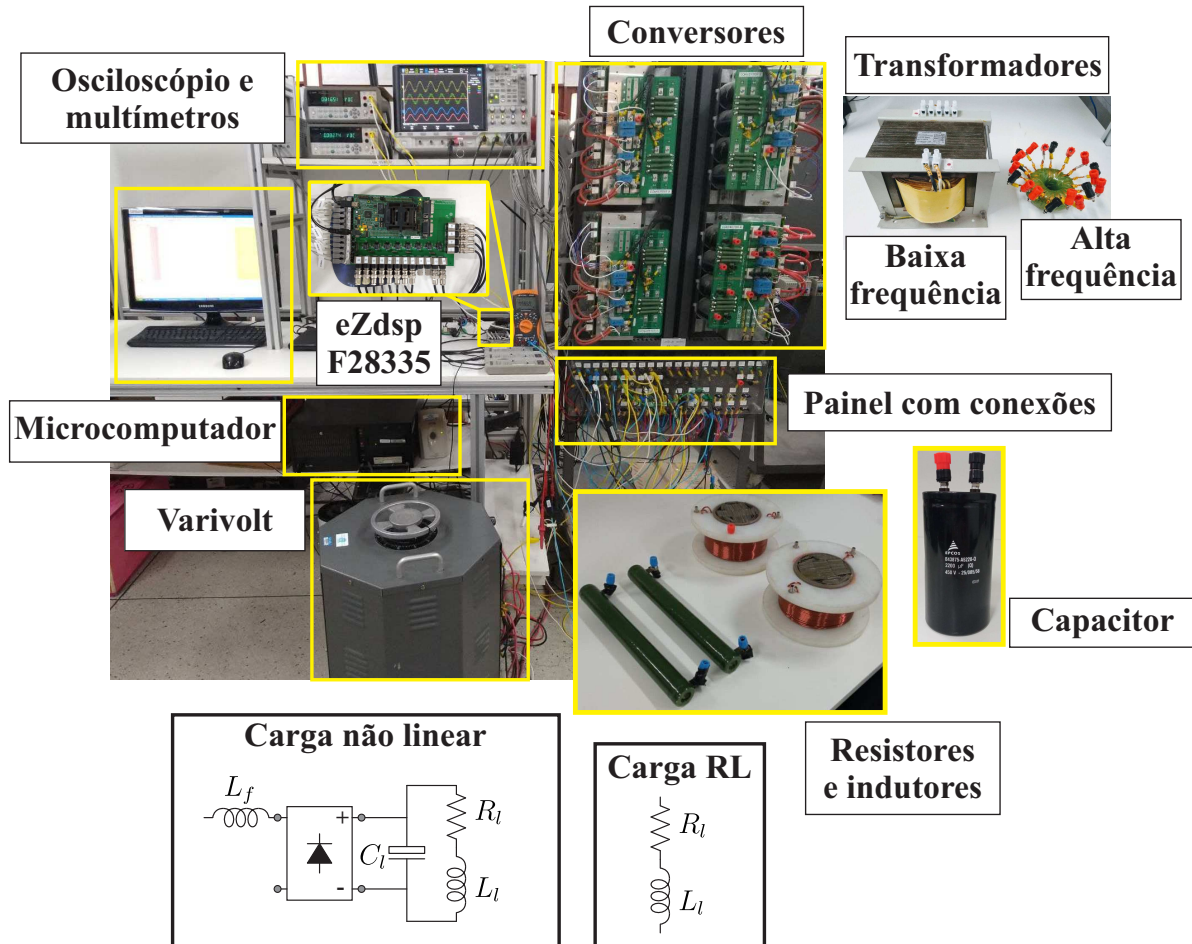


Figura 2.9: Bancada experimental usada na obtenção dos resultados experimentais das configurações propostas.

A Figura 2.10 mostra os resultados obtidos para conversor 3LH alimentando uma carga RL. Como pode ser visto na Figura 2.10(a), as tensões v_g e v_l foram sintetizadas com três e sete níveis, respectivamente, conforme esperado. São mostradas também as correntes senoidais da rede elétrica (i_g) e na carga (i_l). A Figura 2.10(b) mostra as variáveis controladas do sistema: as tensões nos barramentos CC (v_{C_a} e v_{C_H}) e a corrente da rede i_g . Pode-se observar que essas variáveis foram adequadamente controladas, pois as tensões nos barramentos CC foram reguladas em torno dos seus valores de referência, e a corrente i_g está em fase com a tensão e_g , de modo que o fator de potência da rede elétrica seja aproximadamente unitário. A Figura 2.10(c) mostra o estado transitório do sistema quando ocorre uma sobretensão de cerca de 40% na amplitude da tensão da rede elétrica por um período de aproximadamente 3s. Neste caso, a tensão da rede elétrica aumentou de $E_g = 55$ V (RMS) para $E_g = 77$ V

Tabela 2.2: Parâmetros usados nas simulações e experimentos da configuração 3LH.

Parâmetro		Valor
Tensão da rede elétrica (RMS)	E_g	55 V
Tensão de referência na carga (RMS)	V_l	110 V
Tensão de referência do barramento CC	$v_{C_a}^*$	124,46 V
	$v_{C_H}^*$	62,23 V
Banda de histerese de tensão	10% de v_{C_H}	6,23 V
Capacitores dos barramentos CC	C_a/C_H	2200 μ F
Frequência de amostragem	f_s	10 kHz
Frequência da rede elétrica e da carga	f_g/f_l	60/60 Hz
Indutância no lado da rede elétrica	L_g	2 mH
Carga RL		
Potência aparente da carga	S_l	1 kVA
Fator de potência da carga	f_p	0,86
Carga não linear		
Potência aparente da carga	S_l	880 VA
Fator de potência da carga	f_p	0,88 (capacitivo)
Indutância do filtro	L_f	7 mH
Capacitância da carga	C_l	100 μ F
Resistência da carga	R_l	20 Ω
Indutância da carga	L_l	21 mH

(RMS), e depois de 3s retornou para seu valor inicial. Como pode ser visto, mesmo durante a sobretensão, as tensões v_{C_a} e v_{C_H} mantiveram-se reguladas, e a corrente i_g permaneceu sincronizada com a tensão e_g . Desse modo, como o sistema permaneceu estável nesta condição, a tensão na saída do conversor continuou ser gerada com amplitude e frequência fixas. Portanto, pode-se afirmar que a variação na amplitude da tensão da rede elétrica não afetou a tensão fornecida à carga em regime permanente. Na Figura 2.10(d) é mostrada a condição em que um transitório de carga é aplicado ao sistema, diminuindo-se a potência aparente da carga de $S_l = 1$ kVA para $S_l = 720$ VA (cerca de 30%). Pode-se notar que, após o transitório, a corrente na entrada e as tensões dos barramentos CC mantiveram-se controladas adequadamente e, conseqüentemente, o conversor continuou a gerar as tensões na entrada e na saída de forma apropriada, com fator de potência visto pela rede elétrica aproximadamente unitário.

Na Figura 2.11, estão ilustrados os resultados obtidos quando o conversor 3LH é utilizado para alimentar uma carga não linear. A Figura 2.11(a) mostra as tensões v_g e v_l sintetizadas com três e sete níveis, respectivamente, conforme esperado, e as correntes na

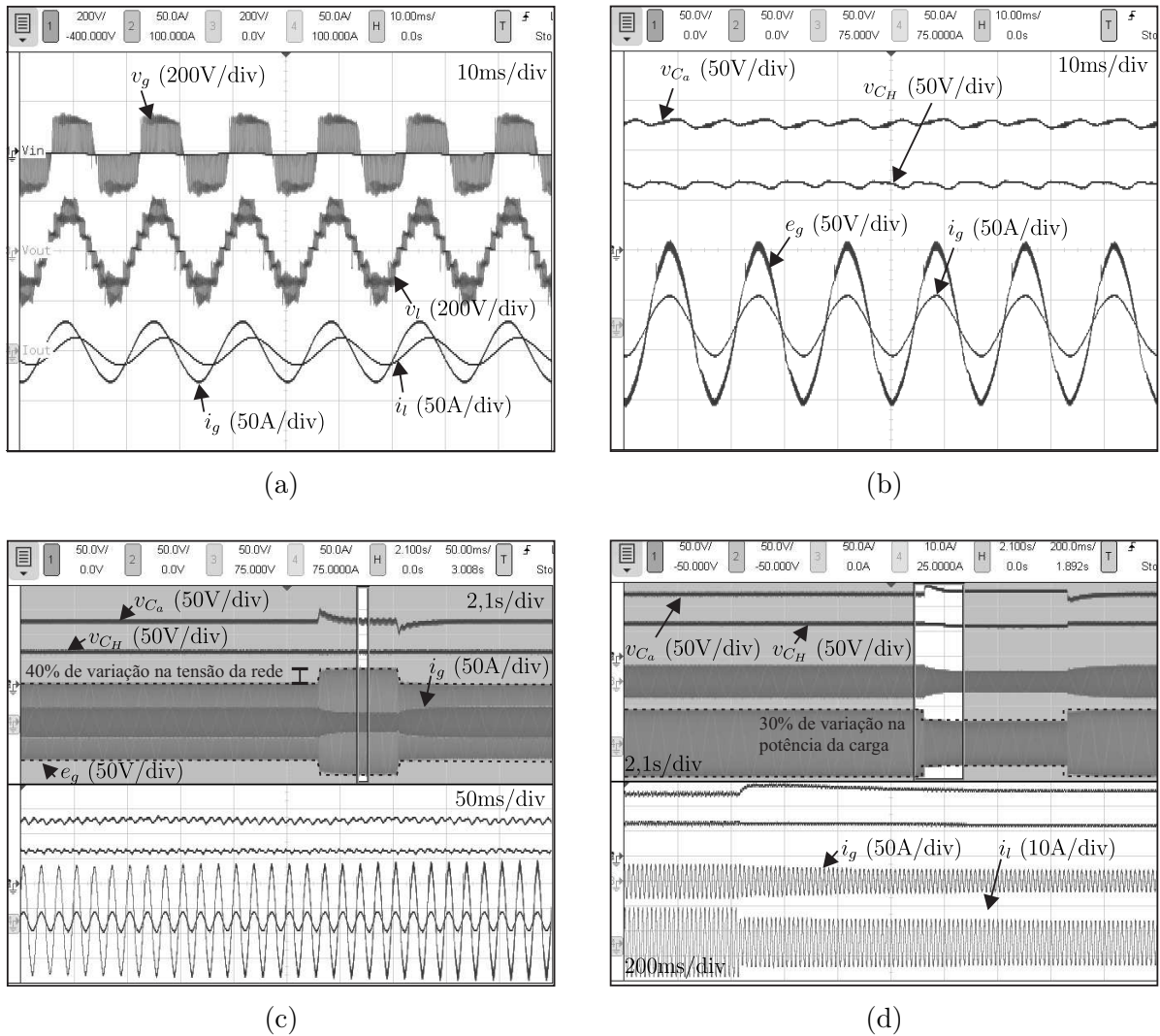


Figura 2.10: Resultados experimentais da configuração 3LH alimentando uma carga RL. (a) Tensões sintetizadas v_g e v_l , e correntes i_g e i_l . (b) Tensão e_g e corrente i_g sincronizadas e tensões dos barramentos CC v_{C_a} e v_{C_H} controladas. (c) Variação de 40% na tensão da rede elétrica. (d) Transitório de carga.

rede e na carga (i_g e i_l , respectivamente). Na Figura 2.11(b), são apresentadas as tensões v_{C_a} e v_{C_H} controladas, e a corrente senoidal i_g sincronizada com e_g , de modo a maximizar o fator de potência visto pela rede elétrica. As Figuras 2.11(c) e 2.11(d) trazem o espectro das correntes i_g e i_l , respectivamente. Apesar da corrente i_l apresentar alta distorção harmônica ($THD_{i_l} = 33.16\%$), pode-se observar que a corrente da rede elétrica é senoidal com baixo conteúdo harmônico ($THD_{i_g} = 3.62\%$). A distorção harmônica da corrente i_g para a configuração convencional 3L funcionando nas mesmas condições operacionais da estrutura 3LH e alimentando a mesma carga, é apresentada na Figura 2.12. Nessas condições, a configuração

3L operou com $THD_{i_g} = 4.44\%$. Portanto, a configuração proposta reduziu em cerca de 18.5% a distorção harmônica da corrente da rede elétrica em comparação com o conversor convencional 3L.

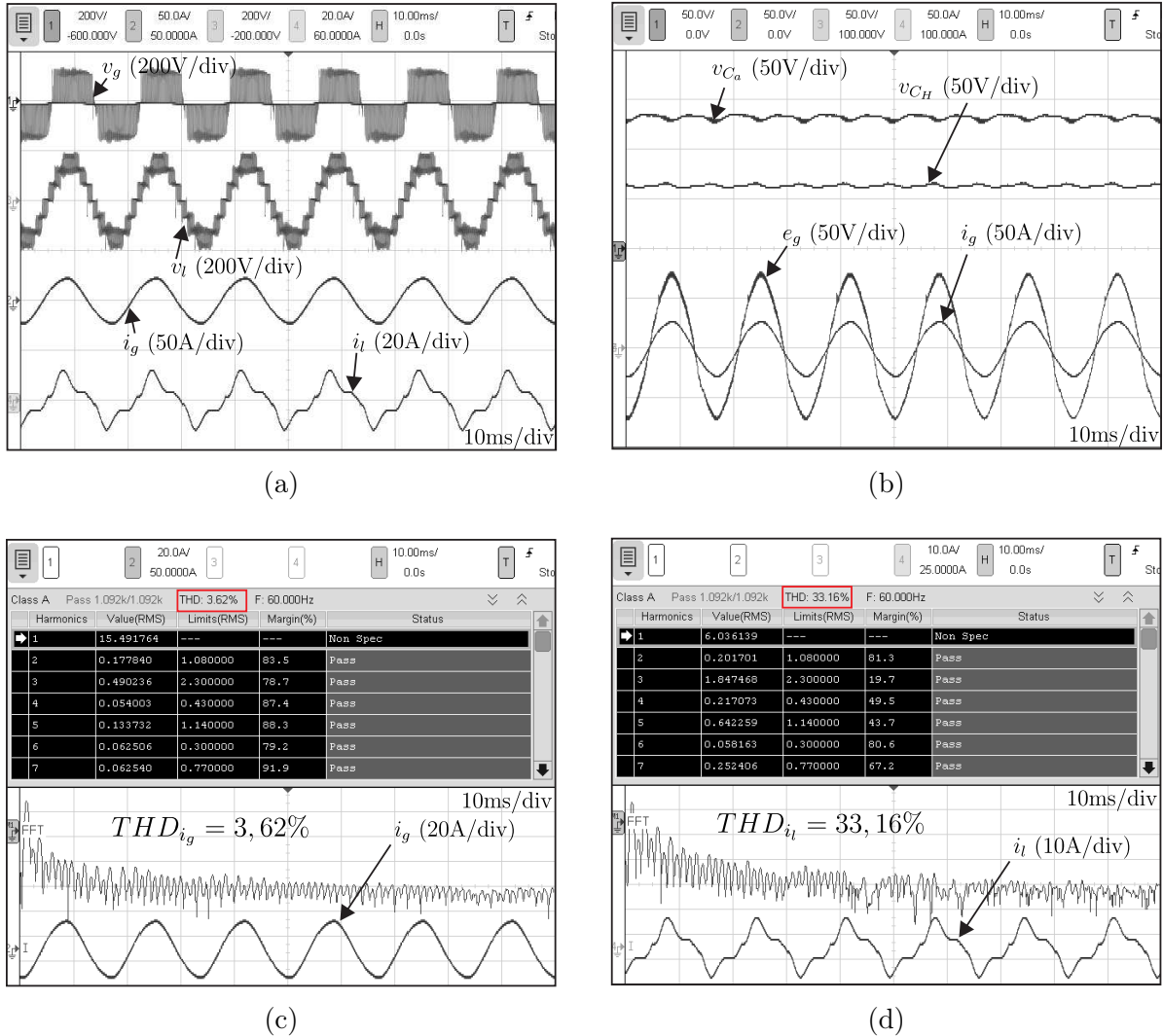


Figura 2.11: Resultados experimentais da configuração 3LH alimentando uma carga não linear. (a) Tensões sintetizadas v_g e v_l , e correntes i_g e i_l . (b) Tensão e_g e corrente i_g sincronizadas e tensões dos barramentos CC v_{C_a} e v_{C_H} controladas. (c) Corrente i_g e espectro de i_g ($THD_{i_g} = 3,62\%$). (d) Corrente i_l e espectro de i_l ($THD_{i_l} = 33,16\%$).

2.2.7 Conclusões

Nesta seção, foi proposto e analisado um conversor multinível CA-CC-CA monofásico para aplicações em sistemas nos quais a tensão da carga é maior do que a tensão disponibilizada pela rede elétrica, denominada configuração 3LH. Essa estrutura pode ser usada

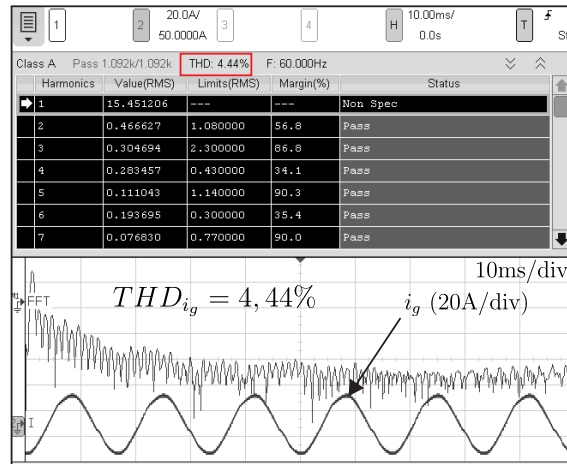


Figura 2.12: Espectro de i_g para a configuração 3L ($THD_{i_g} = 4,44\%$).

em aplicações similares às que utilizam UPSs e UPQCs. Foram desenvolvidos o modelo do sistema, a análise do fluxo de potência nos barramentos CC, a especificação das tensões nos barramentos CC, a estratégia de modulação SV-PWM, e um sistema de controle. Utilizando a técnica SV-PWM e a estratégia de controle propostas para a configuração estudada foi possível regular as tensões nos barramentos CC e manter a corrente de entrada sincronizada com a tensão da rede elétrica. Desse modo, o conversor proposto pode fornecer à carga tensão com amplitude e frequência constantes, com fator de potência visto pela rede elétrica aproximadamente unitário. As análises de fluxo de potência realizadas permitiram determinar os limites de operação do conversor sem fontes isoladas de tensão nos barramentos em termos de índice de modulação na entrada e na saída, e do fator de potência da carga. Em conjunto com os planos vetoriais obtidos para diferentes relações de tensão entre os barramentos CC, foi possível determinar a relação de tensão entre os barramentos que apresentaria resultados mais promissores em termos de distorção harmônica e controlabilidade. Neste sentido, a relação de tensão $v_{C_a} = 2v_{C_H}$ apresentou-se como a mais vantajosa. Resultados experimentais foram implementados para validar os estudos teóricos desenvolvidos. Esses resultados mostraram a operação da topologia 3LH fornecendo tensão a uma carga RL e a uma carga não linear. A performance do sistema de controle discutido foi observada por meio de variações na tensão da rede elétrica e transitórios de carga. Nas condições testadas, as tensões dos barramentos CC foram reguladas adequadamente, assim como também corrente na entrada foi sincronizada com a tensão da rede elétrica, de modo que o conversor exigisse apenas potência ativa da rede elétrica. A distorção harmônica da corrente na entrada foi medida

experimentalmente para as configurações 3LH e 3L alimentando a mesma carga não linear. A configuração proposta 3LH apresentou menores distorções harmônicas na corrente da rede elétrica. Portanto, os resultados experimentais foram satisfatórios para demonstrar a operação do sistema, a técnica SV-PWM desenvolvida e a estratégia de controle proposta. As análises comparativas da configuração 3LH em termos de distorção harmônica, classificação das chaves de potência e perdas nos dispositivos semicondutores são apresentadas na Seção 2.4.

2.3 Configuração 3LH-HFL

Nesta seção, uma solução para otimizar a operação da configuração 3LH é discutida. A solução proposta consiste em utilizar um *link* de alta frequência, referenciado como HFL (do inglês *High Frequency Link*), composto por um inversor monofásico de baixa potência que gera uma tensão chaveada em alta frequência para alimentar um pequeno transformador toroidal cujo secundário está conectado a um retificador monofásico não controlado que fornece em sua saída a tensão CC adequada para alimentar o barramento do conversor *H* da configuração 3LH, como mostrado na Figura 2.13. O transformador do HFL opera em alta frequência (HFT, do inglês *high-frequency transformer*) e, por isso, seu tamanho é muito reduzido em comparação com transformadores de baixa frequência. Essa solução tem sido utilizada em inversores assimétricos baseados em conversores HB em cascata (CHB) com o objetivo de reduzir o número de fontes CC isoladas por conversor HB, aumentar a densidade de potência dos sistemas e melhorar a qualidade das tensões geradas pelos inversores (Pereda e Dixon, 2011). Na literatura, diversas topologias baseados no uso de HFLs têm sido propostas em aplicações como transformadores de estado sólido, sistemas de armazenamento de energia, reguladores de tensão, veículos elétricos, acionamento de motores e sistemas de energia renovável (Pereda e Dixon, 2012; Diab et al., 2018; Wang et al., 2018; Islam et al., 2014). As vantagens proporcionadas pelos HFLs nas aplicações citadas, podem também ser aproveitadas em conversores CA-CC-CA que operam com tensões assimétricas nos barramentos CC pois, quando são utilizados capacitores flutuantes nesses barramentos, o balanceamento dessas tensões é limitado pelo fluxo de potência nos barramentos e pela disponibilidade de estados de chaveamento que possibilitem a regulação dessas tensões. No caso da configuração 3LH, o uso do HFL para alimentar o barramento do conversor *H* gera as seguintes vantagens: *i*) redução das distorções harmônicas das tensões e correntes do sistema; *ii*) otimização da estratégia SV-PWM; *iii*) redução da tensão mínima requerida pelos barramentos CC; *iv*) simplificação do sistema de controle; e *v*) redução das perdas nos dispositivos semicondutores dos conversores *a* e *H*. Como desvantagem, a solução proposta aumenta o número de componentes empregados na implementação do sistema, o que pode acrescentar custos na produção do conversor final. No entanto, essa desvantagem pode ser atenuada, dado que o HFL é projetado para processar apenas uma pequena parcela da potência fornecida à carga. A topologia 3LH com HFL é referenciada neste trabalho como

configuração 3LH-HFL. Para validar os estudos desenvolvidos, resultados experimentais são fornecidos e análises comparativas realizadas por meio de simulações computacionais são apresentadas. Os estudos descritos nesta seção foram publicados em (de Lacerda et al., 2020b).

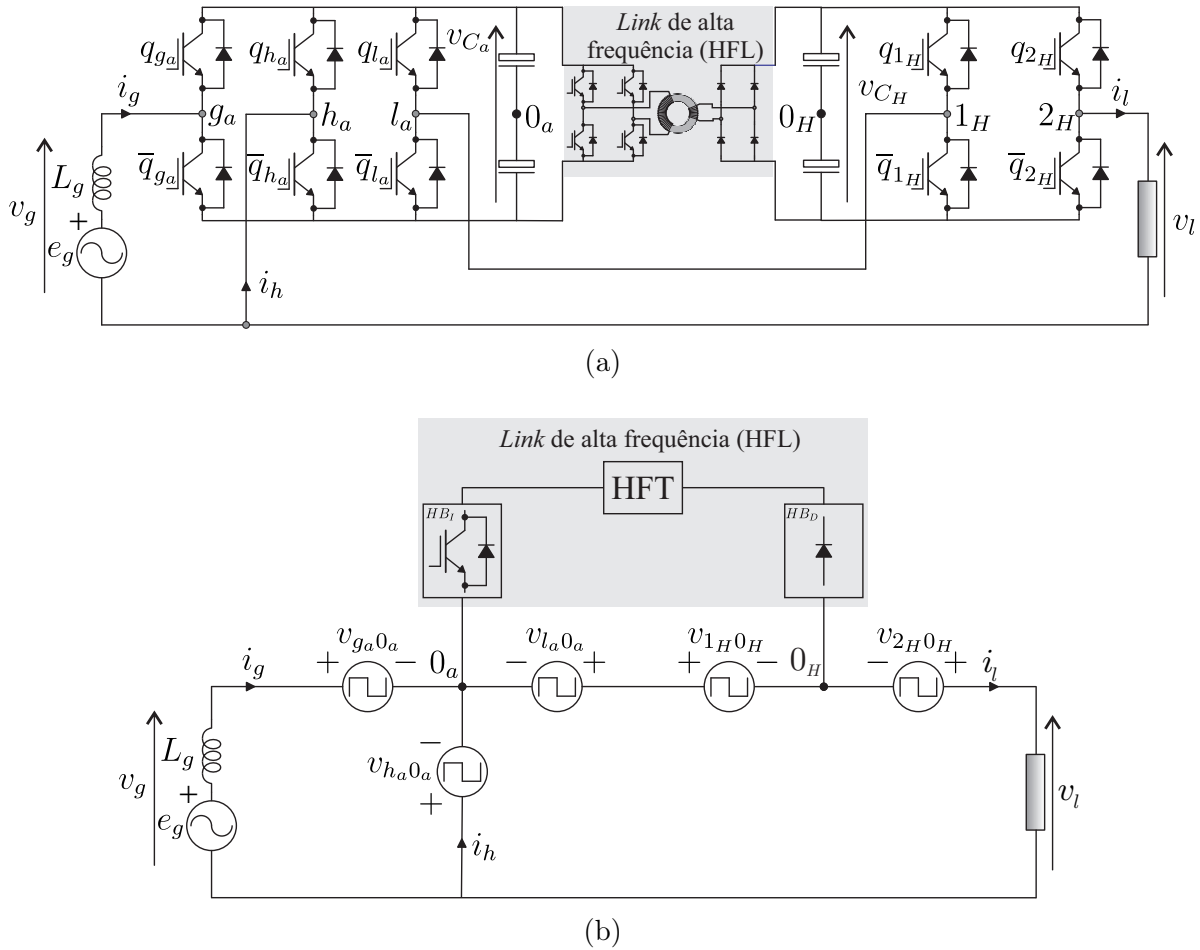


Figura 2.13: Configuração 3LH-HFL. (a) Circuito da topologia. (b) Circuito simplificado.

2.3.1 Modelo do Sistema

De acordo com a Figura 2.13 que mostra o circuito simplificado da configuração 3LH-HFL, as tensões geradas na entrada (v_g) e na saída (v_l) do conversor 3LH-HFL continuam sendo expressas a partir de (2.3) e (2.4), respectivamente, pois a inserção do HFL não modifica a forma como essas tensões são definidas. Portanto, o modelo da configuração 3LH-HFL é o mesmo apresentado na Seção 2.2.1.

Link de Alta Frequência

O circuito que representa o *link* de alta frequência utilizado para alimentar o barramento CC do conversor H que está conectado em série no lado da carga é simples, sendo composto por um conversor HB que pode ser implementado utilizando MOSFETs ou IGBTs (conversor HB_I) e uma ponte retificadora implementada com diodos de recuperação rápida (conversor HB_D). O conversor HB_I é responsável por inverter a tensão do barramento CC do conversor a (v_{C_a}) e alimentar um pequeno transformador toroidal com uma tensão chaveada em alta frequência (5–20 kHz). Por sua vez, o secundário do transformador é conectado ao conversor HB_D que tem a função de gerar na sua saída a tensão do barramento CC do conversor H (v_{C_H}). A tensão v_{C_H} é definida por meio da relação de espiras do HFT.

Devido à operação em alta frequência, o tamanho, peso e custos do HFT são muito pequenos quando comparados a outras alternativas que usam fontes isoladas CC ou transformadores de baixa frequência. Além disso, dependendo da escolha da relação entre as tensões dos barramentos CC v_{C_a} e v_{C_H} , o HFT processa apenas uma pequena parcela da potência total entregue à carga, favorecendo ainda mais a utilização do HFL na configuração 3LH. De acordo com (Pereda e Dixon, 2011), as equações básicas do projeto de transformadores de alta frequência é a seguinte

$$\eta_p = \frac{V_{PRMS}}{4 \times f \times A \times B_{max}} \quad (2.75)$$

onde η_p e V_{PRMS} são, respectivamente, o número de espiras e a tensão eficaz no enrolamento primário do transformador, f é a frequência de operação, A é área da seção transversal do núcleo, e B_{max} é a densidade de fluxo no núcleo magnético.

Uma vez determinado o valor de η_p a partir de (2.75), e considerando η_{HFT} a relação de transformação desejada na saída do transformador, o número de espiras do lado secundário do transformador é dada por:

$$\eta_s = \eta_{HFT} \eta_p \quad (2.76)$$

De acordo com (2.75), o número de espiras do transformador toroidal será inversamente proporcional ao valor da frequência de operação do transformador. Como a frequência das tensões geradas no HFL são da ordem de kHz, o HFT apresentará reduzido número de espiras resultando em um transformador pequeno e de baixo custo para aplicações monofásicas. O

valor de η_{HFT} é determinado de acordo com a especificação da relação desejada entre as tensões v_{C_a} e v_{C_H} . Portanto, para $v_{C_H} = v_{C_a}$, $\eta_{HFT} = 1$; para $v_{C_H} = v_{C_a}/2$, $\eta_{HFT} = 1/2$; e, para $v_{C_H} = v_{C_a}/3$, $\eta_{HFT} = 1/3$.

2.3.2 Especificação das Tensões dos Barramentos CC

A topologia 3LH proposta é mais atrativa em termos de número de componentes quando seus conversores a e H operam com capacitores flutuantes nos barramentos CC do que com fontes isoladas de tensão conectadas a esses barramentos. Porém, como discutido na Seção 2.2.2, a potência processada pelo barramento CC do conversor H , limita o percentual de tensão fundamental que esse conversor pode fornecer, a depender da relação entre as tensões dos barramentos CC. Em outras palavras, a necessidade de regular individualmente as tensões nos barramentos CC quando capacitores flutuantes são utilizados nesses barramentos, limita o máximo índice de modulação na saída com o qual a configuração 3LH pode operar. Além disso, dependendo da relação entre v_{C_a} e v_{C_H} , e do ângulo entre v_g e v_l , as tensões dos barramentos não podem ser reguladas utilizando os vetores mais próximos da tensão de referência, comprometendo assim a qualidade das tensões sintetizadas pelo conversor. Como discutido na Seção 2.2.4, quando a configuração 3LH opera com capacitores flutuantes nos barramentos CC dos conversores a e H , o cenário mais vantajoso em termos de qualidade das tensões geradas e de controlabilidade se dá quando $v_{C_H} = v_{C_a}/2$.

Aplicando a solução proposta com HFL discutida nesta seção, exclui-se a necessidade de escolher os estados de chaveamento de modo a balancear individualmente as tensões nos barramentos CC da configuração 3LH, uma vez que, a tensão no barramento do conversor H será definida pela relação de transformação do HFL. Em resultado, não há limitação do nível de tensão fundamental que o conversor H pode fornecer à carga e, portanto, não haverá limitação do índice de modulação na saída do conversor proposto. Desse modo, as tensões mínimas requeridas pelos barramentos CC da configuração 3LH-HF são determinadas fazendo $m_o = 1$ nas Equações (2.40)-(2.48). Na Figura 2.5, são ilustradas as curvas das tensões mínimas dos barramentos CC da configuração 3LH-HFL em função do ângulo θ_{lg} , considerando amplitude da tensão de referência na carga igual a $V_l^* = 1$ pu, a amplitude da tensão de referência na entrada do conversor igual a $V_g^* = v_{C_a}^*$ (máximo valor que v_g pode assumir) e $-180^\circ \leq \theta_{lg} \leq 180^\circ$.

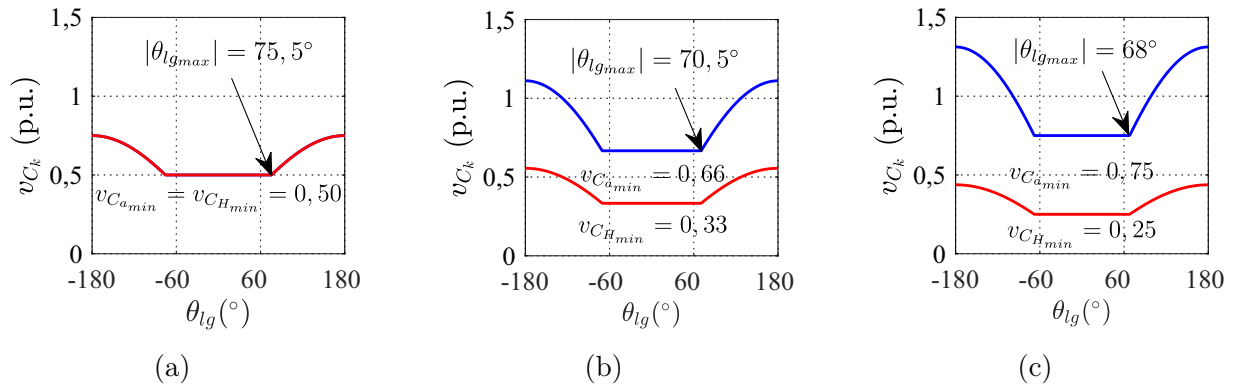


Figura 2.14: Tensões mínimas dos barramentos CC em função de $θ_{lg}$ para a configuração 3LH-HFL. (a) Com $v_{C_H}^* = v_{C_a}^*$. (c) Com $v_{C_H}^* = v_{C_a}^*/2$. (d) Com $v_{C_H}^* = v_{C_a}^*/3$.

Na Tabela 2.3, são resumidas as principais características da configuração 3LH operando com capacitores flutuantes (FCs) nos barramentos CC e com HFL, em termos do número de níveis sintetizados por v_g e v_l , amplitudes máximas das tensões v_g e v_l com as quais o conversor pode operar e o valor mínimo das tensões nos barramentos CC, de acordo com a relação entre $v_{C_a}^*$ e $v_{C_H}^*$. Como pode ser visto, o número de níveis gerados pela configuração 3LH para as tensões v_g e v_l são os mesmos nos dois casos. No entanto, a configuração 3LH-HFL opera com maior índice de modulação na entrada que a configuração 3LH com FCs, para uma mesma amplitude de v_g , dado que o valor de $v_{C_a}^*$ é menor para a configuração 3LH-HFL. Operando com índice de modulação mais próximo da unidade, as distorções harmônicas geradas pela configuração 3LH-HFL na entrada do sistema tendem a ser menores. Adicionalmente, a estratégia de PWM poderá sempre utilizar os vetores mais próximos do vetor de referência para sintetizar as tensões do conversor, independente da relação de tensão dos barramentos CC. Por exemplo, no caso da configuração 3LH-HFL os barramentos CC podem operar com a relação de tensão $v_{C_H}^* = v_{C_a}^*/3$, gerando até nove níveis na saída do conversor, sem precisar utilizar combinação de vetores não otimizados para gerar as tensões v_g e v_l . Pode-se observar também que, a configuração 3LH-HFL gera o mesmo nível de tensão fundamental na carga com menores tensões nos barramentos CC, em comparação a configuração 3LH com FCs. A Figura 2.14 mostra como a tensão requerida pelos barramentos CC da configuração 3LH-HFL varia em função do ângulo entre as tensões v_g^* e v_l^* ($θ_{lg}$).

Neste trabalho, a configuração 3LH é investigada para aplicações nas quais a amplitude

Tabela 2.3: Características da configuração 3LH operando com HFL e com FCs de acordo com a relação entre $v_{C_a}^*$ e $v_{C_H}^*$.

Relação de Tensão	Níveis		Valores Máximos		Tensão do barramento CC	
	v_g	v_l	$V_{g(HFL)}/V_{g(FC)}$ (pu)	$V_{l(HFL)}/V_{l(FC)}$ (pu)	$v_{C_a(HFL)}/v_{C_a(FC)}$ (pu)	$v_{C_H(HFL)}/v_{C_H(FC)}$ (pu)
$v_{C_H}^* = v_{C_a}^*$	3	5	0,50/0,79	1,00/1,00	0,50/0,79	0,50/0,79
$v_{C_H}^* = v_{C_a}^*/2$	3	7	0,66/0,80	1,00/1,00	0,66/0,80	0,33/0,40
$v_{C_H}^* = v_{C_a}^*/3$	3	9	0,75/0,81	1,00/1,00	0,75/0,81	0,25/0,27

da tensão saída é igual ao dobro da amplitude da tensão na entrada do sistema, ou seja, $V_g^* \cong 0,5$ pu e $V_l^* = 1$ pu. Nesse cenário, operando com FCs e com HFL, pode-se observar que, em condições nominais de operação do sistema, sempre haverá um excedente de tensão disponível no lado da rede elétrica, a não ser no caso da configuração 3LH-HFL operando com $v_{C_H}^* = v_{C_a}^*$. Esse excedente de tensão pode ser utilizado para compensar sobretensões que porventura ocorram na tensão da rede elétrica. Para exemplificar, quando $v_{C_H}^* = v_{C_a}^*/2$ no caso da configuração 3LH-HFL, a amplitude máxima que v_g^* pode ter é $V_g^* = 0,66$ pu. Isso significa que, se em condições nominais o sistema opera com $V_g^* \cong 0,5$ pu, a topologia pode compensar uma sobretensão de até aproximadamente 33% na tensão da rede elétrica. Por outro lado, quando $v_{C_H}^* = v_{C_a}^*/3$, a amplitude máxima de v_g^* pode ser até $V_g^* = 0,75$ pu, e o conversor pode compensar uma sobretensão de até 50% na tensão da rede elétrica. Como as relações de tensão $v_{C_H}^* = v_{C_a}^*/2$ e $v_{C_H}^* = v_{C_a}^*/3$ resultam na sintetização da tensão de saída com maior número de níveis e permitem a compensação de sobretensões na entrada sem a necessidade de aumentar as tensões dos barramentos CC, no caso da configuração 3LH-HFL, esses casos serão investigados nesta seção.

2.3.3 Análises de Distribuição de Potência

As potências instantâneas na entrada (p_{in}) e na saída (p_{out}) do sistema são definidas por meio das expressões (2.28) e (2.29), respectivamente. Essas variáveis podem ainda ser definidas em função das tensões de polo $v_{g_a0_a}$, $v_{h_a0_a}$, $v_{l_a0_a}$, $v_{1_H0_H}$ e $v_{2_H0_H}$ como

$$p_{in} = (v_{g_a0_a} - v_{h_a0_a})i_g \tag{2.77}$$

$$p_{out} = (v_{l_a0_a} - v_{h_a0_a} - v_{1_H0_H} + v_{2_H0_H})i_l \tag{2.78}$$

A partir de (2.77), pode-se observar que a potência na entrada do sistema é processada pelos braços g_a e h_a do conversor a (p_{in_a}). Por sua vez, a partir de (2.78) pode-se concluir que a potência na saída do sistema é processada através dos braços l_a e h_a do conversor a (p_{out_a}) e pelo conversor H (p_{out_H}). Portanto, (2.77) e (2.78) podem também ser expressas como

$$p_{in} = p_{in_a} \quad (2.79)$$

$$p_{out} = p_{out_a} + p_{out_H} \quad (2.80)$$

Como o HFL é utilizado para alimentar a tensão do barramento do conversor H , o percentual de potência processado pelo HFL corresponderá ao percentual de potência entregue pelo conversor H à carga. Portanto, a potência instantânea processada pelo HFL (p_{HFL}) é dada por

$$p_{HFL} = (-v_{l1H0H} + v_{l2H0H})i_l \quad (2.81)$$

Portanto, a potência p_{HFL} varia de acordo com o fator de potência da carga, com o índice de modulação na saída do sistema e com os estados das chaves do conversor H . Como pode ser visto na Figura 2.13, o HFL proposto nesta seção é constituído por um conversor HB_D unidirecional conectado ao barramento H , a fim de simplificar o controle do HFL e reduzir o número de dispositivos IGBTs. Sendo assim, torna-se necessário garantir que o fluxo de potência do conversor H também seja unidirecional, ou seja, na direção do conversor H para à carga, para que a solução proposta funcione adequadamente. Os estudos de regime permanente da configuração 3LH mostraram que quando os estados de chaveamento do conversor na estratégia SV-PWM são selecionados de modo a descarregar o barramento H , a potência do conversor H será sempre unidirecional, no sentido do conversor para à carga, independente do fator de potência da carga e do índice de modulação na saída. Porém, esses estados de chaveamento não correspondem ao padrão de chaveamento que resulta nas menores frequências médias de chaveamento dos dispositivos semicondutores dos conversores a e H . A fim de otimizar a operação do conversor 3LH-HFL, verificou-se também por meio de simulações computacionais em regime permanente, o comportamento da potência do conversor H quando os estados de chaveamentos são selecionados para minimizar a frequência média das chaves do conversores a e H . Nessas condições, constatou-se que quando o conversor 3LH-HFL opera com índice de modulação na saída $m_o \geq 0,8$ e $v_{C_H} =$

$v_{C_a}/2$ ou $m_o \geq 0,86$ e $v_{C_H} = v_{C_a}/3$ é possível garantir também que o fluxo de potência do conversor H sempre será unidirecional, do conversor para à carga.

Considere que P_{HFL} representa o valor médio da potência instantânea p_{HFL} que corresponde a potência média na saída do conversor H (P_{out_H}) e P_{out_a} é o valor médio da potência processada pelos braços l_a e h_a na saída do conversor a . A Figura 2.15 mostra o comportamento de P_{HFL} e P_{out_a} em função do índice de modulação na saída do sistema (m_o), para $f_p = 0,5$ e $f_p = 1,0$, nos casos: $v_{C_H} = v_{C_a}/2$, ilustrado na Figura 2.15(a); e $v_{C_H} = v_{C_a}/3$, ilustrado na Figura 2.15(b). A partir desses gráficos, pode-se verificar que o índice de modulação na saída do conversor tem maior influência na definição da potência processada pelos conversores do que o fator de potência da carga. Observa-se também que, a potência processada pelo HFL e entregue à carga por meio do conversor H , representa apenas uma pequena parcela da potência total fornecida à carga. E, dependendo do índice de modulação na saída do conversor, a potência processada pelo HFL pode ser muito pequena, tornando essa alternativa ainda mais interessante. Para exemplificar, considere o caso $v_{C_H} = v_{C_a}/2$ com $f_p = 1$. Nesse cenário, se a configuração 3LH-HFL operar com $m_o = 1$, a potência processada pelo HFL corresponderá a aproximadamente 20% da potência total de saída. Por outro lado, se a configuração 3LH-HFL operar com $m_o = 0,8$, a potência processada pelo HFL corresponderá a apenas cerca de 4% da potência total de saída. Considere agora o caso $v_{C_H} = v_{C_a}/3$ com $f_p = 1$. Nesse cenário, a potência processada pelo HFL corresponderá a aproximadamente 12% e 0,6% da potência total de saída para configuração 3LH-HFL operando com $m_o = 1$ e $m_o = 0,8$, respectivamente. Portanto, o HFL processa menor potência quando a configuração 3LH-HFL opera com $v_{C_H} = v_{C_a}/3$, o que pode significar redução de perdas, custos e volume do HFL requerido nesse caso.

A Figura 2.16 mostra o comportamento P_{HFL} e P_{out_a} em função do índice de modulação na entrada do sistema (m_i), assumindo $m_o = 1$ para $f_p = 0,5$ e $f_p = 1,0$, nos casos: $v_{C_H} = v_{C_a}/2$, ilustrado na Figura 2.16(a); e $v_{C_H} = v_{C_a}/3$, ilustrado na Figura 2.16(b). Esses gráficos demonstram que, quando a configuração 3LH-HFL funciona com um índice de modulação constante na saída, variações na amplitude da tensão na entrada do sistema não afetam significativamente a potência processada pelo HFL. Em adição, pode-se afirmar que variações no fator de potência, nessas condições, também afetará pouco a potência processada pelo HFL.

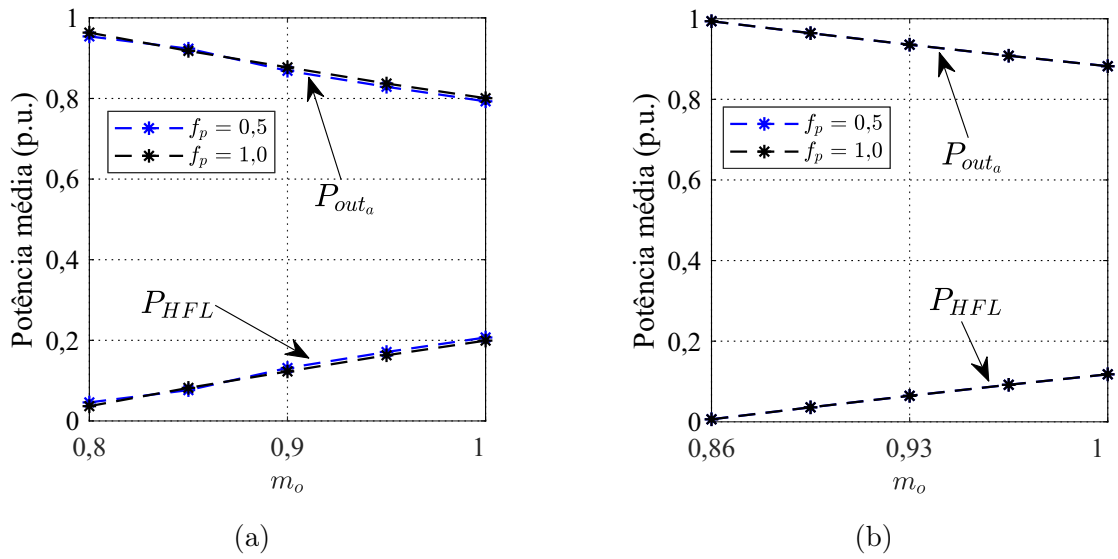


Figura 2.15: Potência média de saída dos conversores a (P_{out_a}) e H ($P_{HFL} = P_{out_H}$) em função de m_o quando $f_p = 0,5$ e $f_p = 1,0$. (a) $v_{C_H} = v_{C_a}/2$. (b) $v_{C_H} = v_{C_a}/3$.

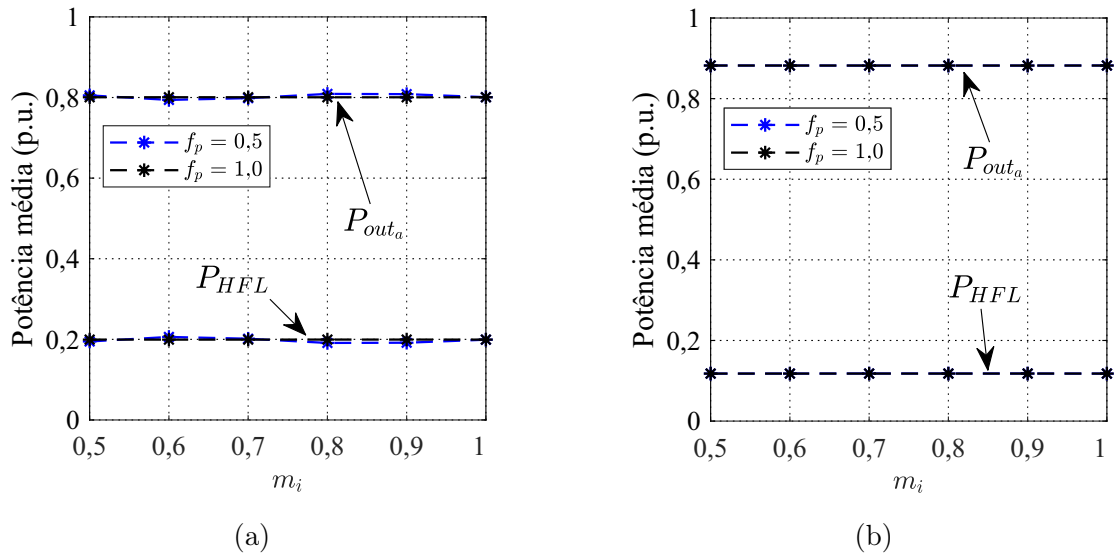


Figura 2.16: Potência média na saída dos conversores a (P_{out_a}) e H ($P_{HFL} = P_{out_H}$) em função de m_i quando $m_o = 1,0$, $f_p = 0,5$ e $f_p = 1,0$. (a) $v_{C_H} = v_{C_a}/2$. (b) $v_{C_H} = v_{C_a}/3$.

De modo geral, a análise da distribuição de potência demonstrou que, para ambos os casos analisados ($v_{C_H} = v_{C_a}/2$ e $v_{C_H} = v_{C_a}/3$), o HFL proposto deverá ser projetado para processar um pequeno percentual da potência total de saída do sistema e, portanto, sua implementação para a configuração 3LH poderá não resultar em considerável aumento de

custos e perdas.

2.3.4 Estratégia de PWM

A estratégia SV-PWM foi utilizada para definir os estados chaves da configuração 3LH-HFL. Nas Figuras 2.17(a) e 2.17(b), são mostrados os planos vetoriais gerados quando $v_{CH} = v_{Ca}/2$ e $v_{CH} = v_{Ca}/3$, respectivamente. Nos planos vetoriais mostrados também são ilustradas as trajetórias descritas pelo vetor de referência v^* considerando duas condições de operação: 1) $V_g^* = V_l^*/2$ e $\theta_{lg} = 0^\circ$; e 2) $V_g^* = v_{Ca}^*$ e $\theta_{lg} = \theta_{lg_{max}}$. Neste capítulo, as análises comparativas da configuração 3LH-HFL foram realizadas na condição de operação 1. A condição 2 ilustra os limites de operação do conversor em cada caso analisado. As demais discussões sobre a estratégia SV-PWM são semelhantes às apresentadas na Seção 2.2.4.

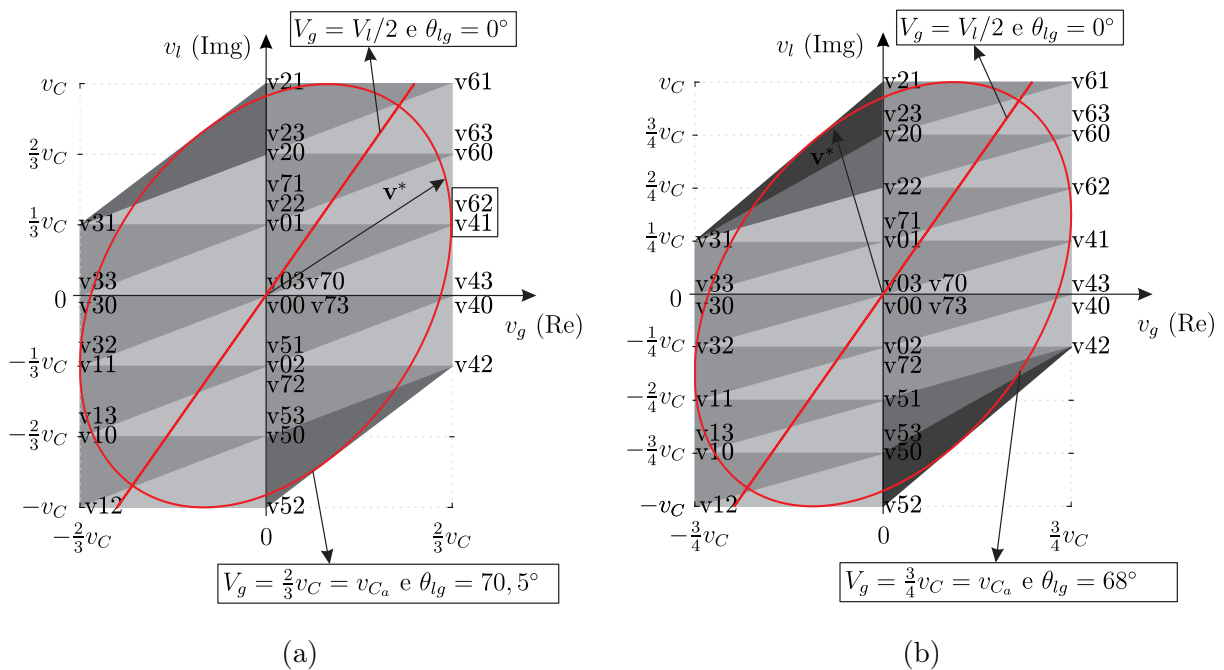


Figura 2.17: Planos vetoriais v_l x v_g gerados pela configuração 3LH-HFL. (a) Caso $v_{CH} = v_{Ca}/2$. (b) Caso $v_{CH} = v_{Ca}/3$.

Quando a configuração 3LH opera com capacitores flutuantes, os estados de chaveamento redundantes são selecionados para manter balanceadas as tensões nos barramentos CC e, apenas quando a tensão no barramento do conversor H está dentro da banda de histerese da tensão definida na estratégia de controle, os estados de chaveamento são selecionados para

minimizar a frequência média de chaveamento dos dispositivos semicondutores. Por outro lado, quando a configuração 3LH utiliza o HFL proposto, a estratégia SV-PWM pode ser implementada utilizando sempre os estados de chaveamento que reduzem a frequência média de chaveamento dos conversores a e H , se o índice de modulação na saída do conversor for definido segundo os valores especificados na Seção 2.3.3, resultando na diminuição das perdas por chaveamento nos dispositivos semicondutores dos conversores a e H quando o sistema opera em malha fechada.

2.3.5 Estratégia de Controle

Na Figura 2.18, são mostrados os diagramas de controle e de potência da configuração 3LH-HFL. A tensão no barramento CC do conversor a (v_{C_a}) é controlada por meio de um controlador PI convencional, representado pelo bloco R_{v_C} , que fornece em sua saída a amplitude de referência da corrente na entrada (I_g^*). Os blocos PLL e $GEN - i_g^*$ são responsáveis por fornecer a corrente de referência instantânea i_g^* sincronizada com a tensão e_g para que o fator de potência visto pela rede elétrica seja unitário. Desse modo, é compensada a potência reativa e as distorções harmônicas provenientes da carga. Utilizando um controlador PI de dupla sequência (Jacobina et al., 2001b), representado pelo bloco R_{i_g} , a corrente senoidal i_g é controlada e a tensão v_g^* é definida. O bloco $GEN - v_l^*$ é responsável por fornecer a tensão de referência da carga v_l^* , a partir de uma amplitude (V_l^*) e um ângulo (θ_l) de referência. A ponte inversora do HFL não requer controle específico para sua operação, necessitando apenas que os estados das suas chaves sejam determinados de modo que uma tensão chaveada em alta frequência (5 – 20 kHz) seja fornecida ao primário do transformador. Como a entrada do HFL está ligada diretamente ao barramento CC do conversor a cuja tensão é controlada, a tensão CC na saída do HFL fornecida por meio da ponte retificadora dependerá apenas da relação de transformação do transformador de alta frequência.

Comparando os diagramas de controle da configuração 3LH operando com barramentos CC flutuantes, mostrado na Figura 2.7, e com o HFL proposto, mostrado na Figura 2.18 percebe-se que o controle do sistema é simplificado neste último caso, uma vez que não é necessário utilizar estratégias para regular individualmente as tensões nos barramentos CC. Desse modo, do ponto de vista do sistema de controle, podem ser eliminados os sensores usados para medir a tensão do barramento H (v_{C_H}) e a corrente da carga (i_l) durante a

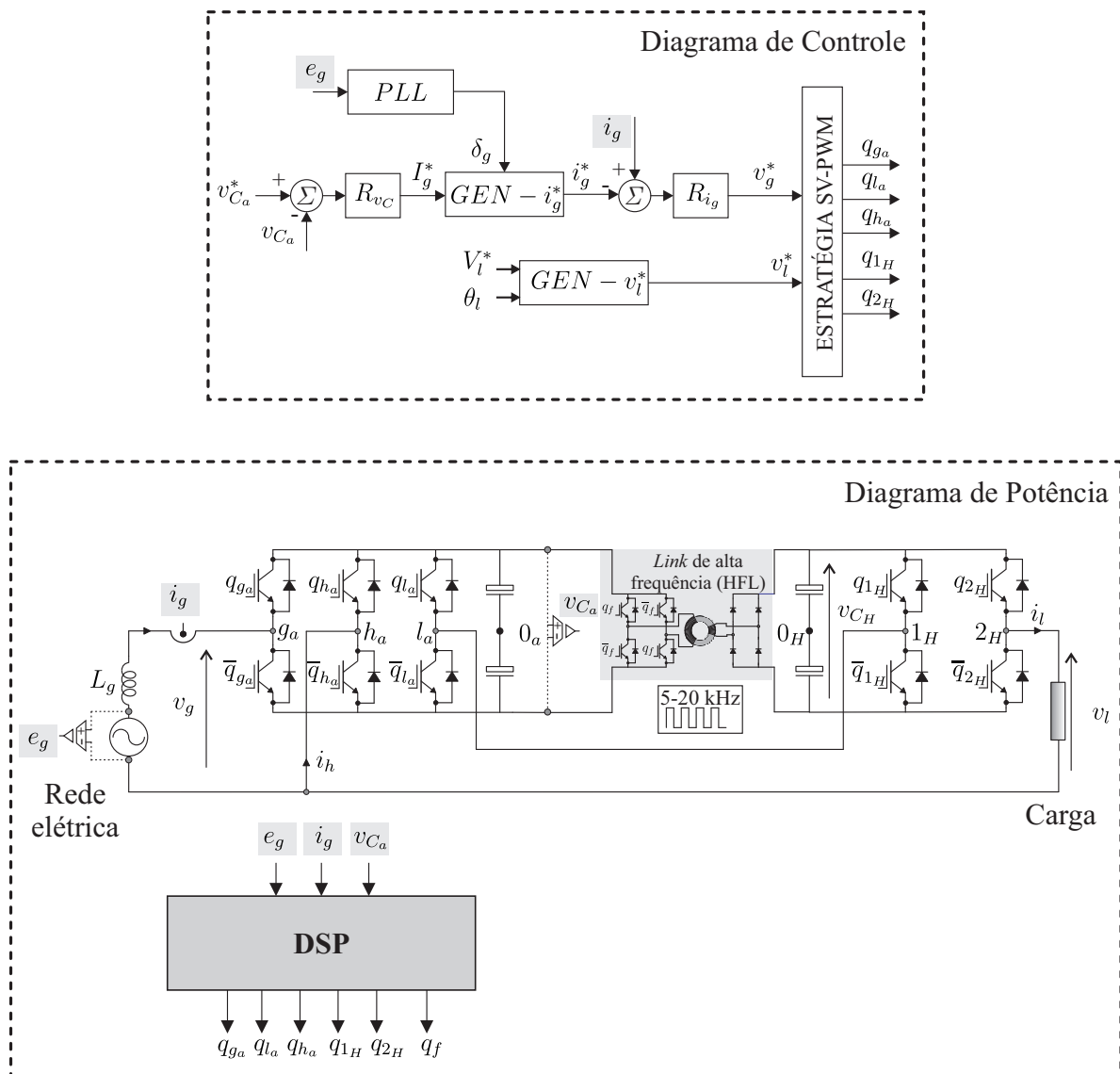


Figura 2.18: Diagramas de controle e de potência da configuração 3LH-HFL.

implementação do conversor proposto, como pode ser visto comparando os diagramas de potência também ilustrados nessas figuras.

2.3.6 Resultados Experimentais

Resultados experimentais são apresentados para validar a operação da configuração 3LH com HFL e a estratégia de controle simplificada discutida. Os experimentos foram executados utilizando a plataforma apresentada na Figura 2.9. Nessa Figura também é mostrado o transformador de alta frequência (4 kVA, 200 V, 10 kHz) usado nos testes. Os parâmetros utilizados nos experimentos estão especificados na Tabela 2.4.

Tabela 2.4: Parâmetros usados nos experimentos da configuração 3LH-HFL.

Parâmetro		Valor
Tensão da rede elétrica (RMS)	E_g	55 V
Tensão de referência na carga (RMS)	V_l^*	110 V
Tensões de referência dos barramentos CC	$v_{C_a}^*/v_{C_H}^*$	108, 90/54, 45 V
		122, 52/40, 84 V
Frequência de amostragem	f_s	10 kHz
Frequências da rede elétrica e da carga	f_g/f_l	60/60 Hz
Frequência do HFL	f_{HFL}	10 kHz
Capacitores dos barramentos CC	C_a/C_H	9400 μ F
Indutância no lado da rede elétrica	L_g	9 mH
Carga RL		
Potência aparente da carga	S_l	200 VA
Fator de potência da carga	f_p	0,99 (indutivo)
Carga não linear		
Potência aparente da carga	S_l	388 VA
Fator de potência da carga	f_p	0,77 (capacitivo)
Indutância do filtro	L_f	7 mH
Capacitância da carga	C_l	100 μ F
Resistência da carga	R_l	70 Ω
Indutância da carga	L_l	9 mH

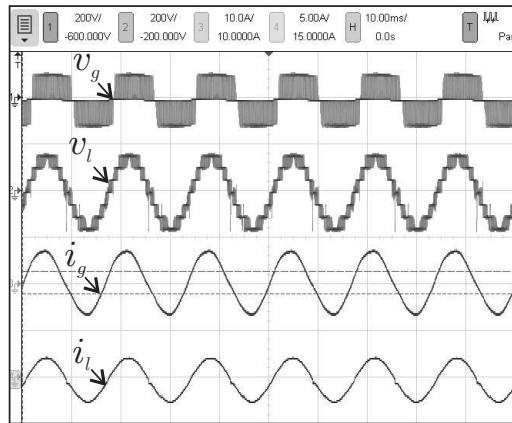
As Figuras 2.19 e 2.20 mostram os resultados experimentais da configuração 3LH alimentando uma carga RL nos casos $v_{C_H} = v_{C_a}/2$ e $v_{C_H} = v_{C_a}/3$, respectivamente. Os resultados obtidos demonstraram que a estratégia SV-PWM aplicada a configuração 3LH-HFL resultou na sintetização de tensões multiníveis com degraus de tensão bem definidos, que refletem a qualidade das tensões geradas pelo conversor. Nos dois casos testados, v_g foi sintetizada com três níveis, e v_l foi sintetizada com sete e nove níveis, respectivamente, para os casos $v_{C_H} = v_{C_a}/2$ e $v_{C_H} = v_{C_a}/3$, conforme esperado, como pode ser visto nas Figuras 2.19(a) e 2.20(a). O sistema de controle implementado também funcionou adequadamente, pois a corrente da entrada i_g foi sincronizada com a tensão da rede e_g , mantendo o fator de potência visto pela rede elétrica próximo da unidade, a tensão do barramento CC do conversor a (v_{C_a}) foi controlada, e o HFL gerou a tensão CC apropriada para alimentar o barramento CC do conversor H (v_{C_H}), definido de acordo com relação de transformação do transformador de alta frequência. As variáveis controladas do sistema são mostradas nas Figuras 2.19(b) e 2.20(b), respectivamente. As tensões (v_{HF_p} , v_{HF_s}) e correntes (i_{HF_p} , i_{HF_s}) no primário e no secundário do transformador de alta frequência estão ilustradas nas Figuras 2.19(c) e 2.20(c), respectivamente. As Figuras 2.19(d) e 2.20(d) mostram o estado transitório do

sistema quando ocorre uma sobretensão de aproximadamente 30% na tensão na rede elétrica (variação de $E_g = 55$ V RMS para $E_g = 72$ V RMS). As Figuras 2.19(e) e 2.20(e) mostram o estado transitório do sistema quando ocorre um afundamento de aproximadamente 20% na tensão da rede elétrica (variação de $E_g = 55$ V RMS para $E_g = 44$ V RMS). Em ambos os casos, pode-se ver que o sistema de controle permaneceu estável após o estado transitório. Desse modo, pode-se concluir que as variações de tensão na rede elétrica não afetaram a tensão de saída gerada pela conversor em regime permanente. Um transitório de carga ($S_l = 200$ VA para $S_l = 330$ VA) pode ser observado nas Figuras 2.19(f) e 2.20(f), respectivamente. Nesse caso, nota-se também que as tensões nos barramentos CC (v_{C_a} e v_{C_H}) e a corrente na entrada (i_g) foram controladas após o transitório.

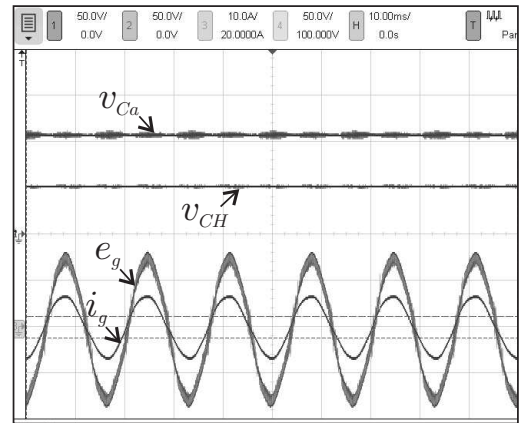
Nas Figuras 2.21 e 2.22 são ilustrados os resultados experimentais obtidos para a configuração 3LH alimentando uma carga não linear ($THD_{i_l} = 81\%$ estimado a partir dos parâmetros da carga) nos casos $v_{C_H} = v_{C_a}/2$ e $v_{C_H} = v_{C_a}/3$, respectivamente. As Figuras 2.21(a) e 2.22(a) mostram as tensões v_g e v_l sintetizadas corretamente com os números de níveis esperados. As correntes da rede (i_g) e da carga (i_l) também são ilustradas. Pode-se observar que o conversor proposto compensou os harmônicos da corrente i_l , que é bastante distorcida e tem baixo fator de potência, dado que a corrente na entrada i_g é senoidal e tem alto fator de potência. As variáveis controladas do sistema são mostradas nas Figuras 2.21(b) e 2.22(b). Como pode ser visto, a tensão v_{C_a} foi regulada no seu valor de referência, e a tensão v_{C_H} foi definida adequadamente por meio do HFL. A corrente senoidal i_g está sincronizada com e_g , mantendo o fator de potência da rede aproximadamente unitário.

2.3.7 Conclusões

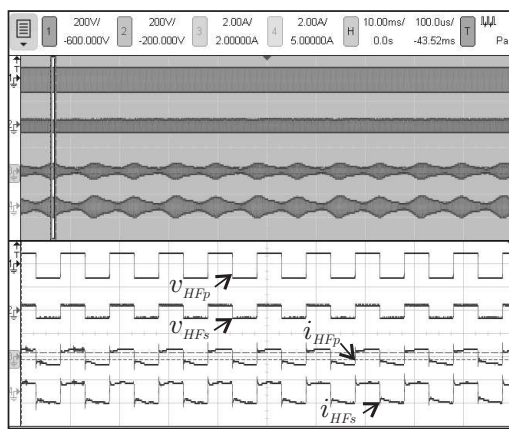
Nesta seção foi proposta uma solução baseada em um *link* de alta frequência (HFL) para otimizar o funcionamento da configuração 3LH. A solução proposta consiste em manter o barramento CC do conversor *a* operando com capacitores flutuantes, e conectá-lo ao barramento do conversor *H* por meio de um HFL constituído por uma ponte inversora monofásica, um transformador de alta frequência e uma ponte retificadora monofásica. A ponte inversora alimenta o primário de um pequeno transformador toroidal com uma tensão chaveada em alta frequência, e o secundário do transformador é conectado a ponte retificadora formada por diodos de recuperação rápida que alimenta o barramento CC do conversor *H*. Foram



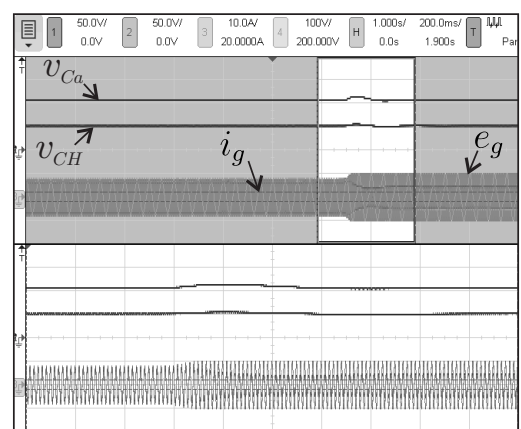
(a)



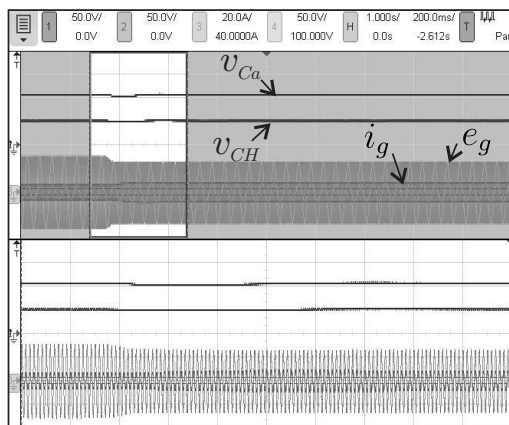
(b)



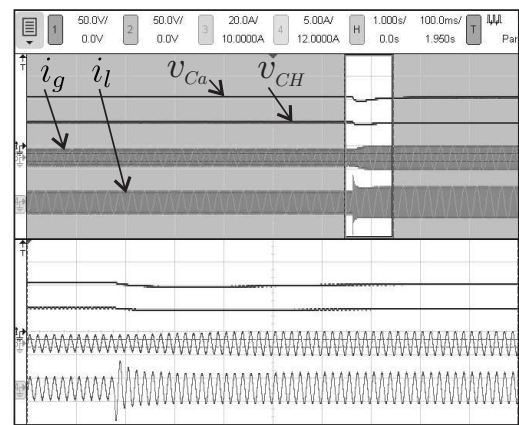
(c)



(d)



(e)



(f)

Figura 2.19: Resultados experimentais da configuração 3LH-HFL com $v_{CH} = v_{Ca}/2$ - carga RL. (a) Tensões sintetizadas v_g e v_l , e correntes i_g e i_l . (b) Tensão e_g e corrente i_g sincronizadas e tensões dos barramentos CC v_{Ca} e v_{CH} controladas. (c) Tensões e correntes no primário (v_{HFp} e i_{HFp} , respectivamente) e no secundário (v_{HF_s} e i_{HF_s} , respectivamente) do transformado de alta frequência. (d) Sobretensão de 30% na tensão da rede elétrica. (e) Afundamento 20% na tensão da rede elétrica. (f) Transitório de carga.

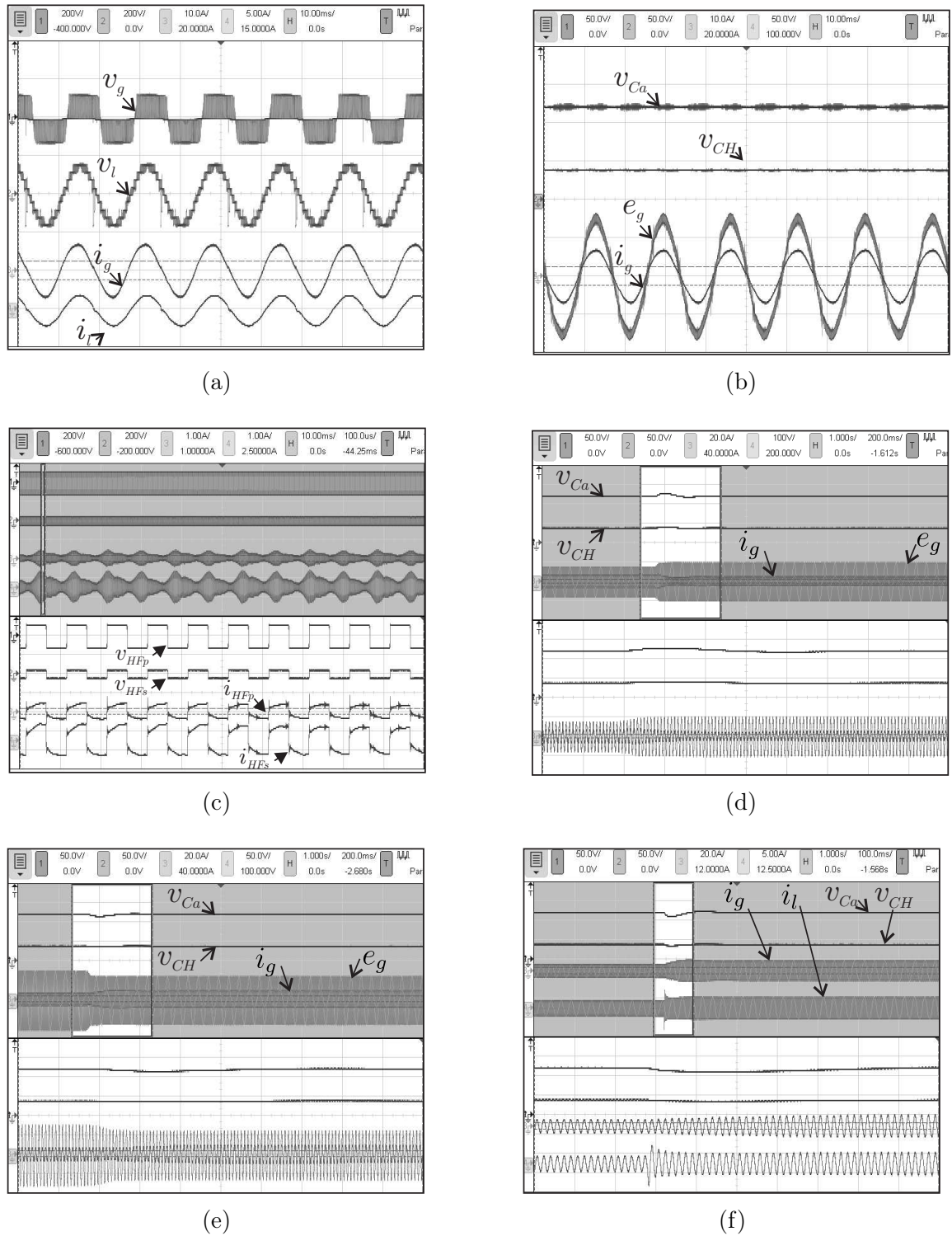


Figura 2.20: Resultados experimentais da configuração 3LH-HFL com $v_{CH} = v_{Ca}/3$ - carga RL. (a) Tensões sintetizadas v_g e v_l , e correntes i_g e i_l . (b) Tensão e_g e corrente i_g sincronizadas e tensões dos barramentos CC v_{Ca} e v_{CH} controladas. (c) Tensões e correntes no primário (v_{HFp} e i_{HFp} , respectivamente) e no secundário (v_{HF_s} e i_{HF_s} , respectivamente) do transformado de alta frequência. (d) Sobretensão de 30% na tensão da rede elétrica. (e) Afundamento 20% na tensão da rede elétrica. (f) Transitório de carga.

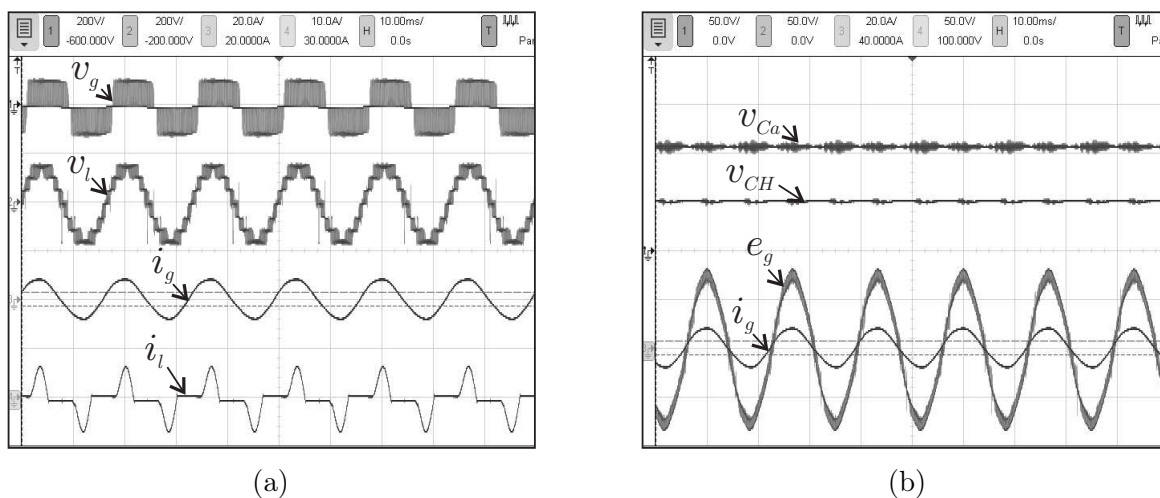


Figura 2.21: Resultados experimentais da configuração 3LH-HFL com $v_{CH} = v_{Ca}/2$ - carga não linear. (a) Tensões sintetizadas v_g e v_l , e correntes i_g e i_l . (b) Tensão e_g e corrente i_g sincronizadas e tensões dos barramentos CC v_{Ca} e v_{CH} controladas.

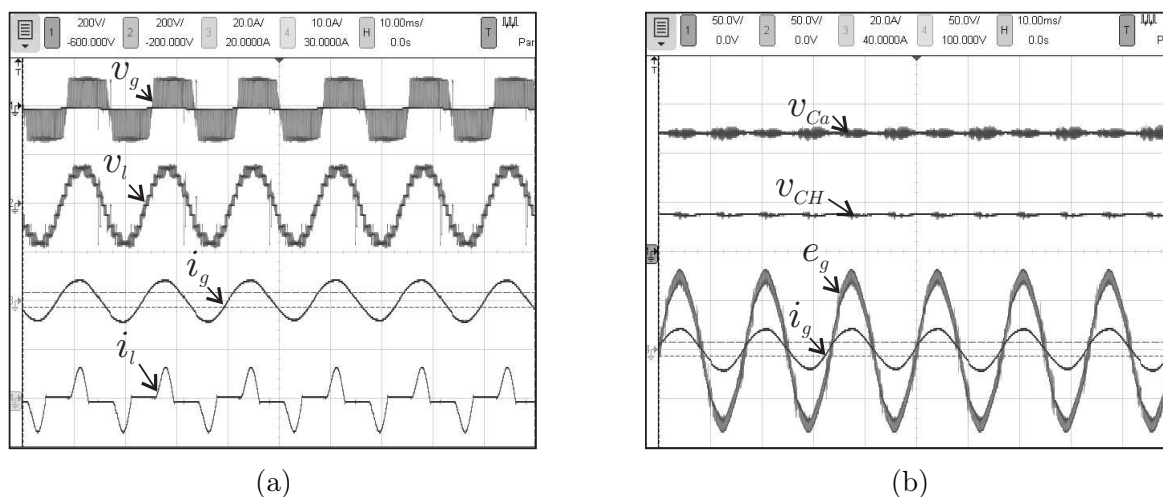


Figura 2.22: Resultados experimentais da configuração 3LH-HFL com $v_{CH} = v_{Ca}/3$ - carga não linear. (a) Tensões sintetizadas v_g e v_l , e correntes i_g e i_l . (b) Tensão e_g e corrente i_g sincronizadas e tensões dos barramentos CC v_{Ca} e v_{CH} controladas.

discutidas as principais características do *link* de alta frequência, a especificação das tensões mínimas dos barramentos CC, a técnica SV-PWM e a estratégia de controle. Comparada à configuração 3LH com capacitores flutuantes nos barramentos CC dos conversores *a* e *H*, constatou-se que configuração 3LH-HFL permite reduzir a classificação de tensão dos dispositivos semicondutores para uma mesma tensão na saída do sistema e otimizar a estratégia SV-PWM, uma vez que, se o índice de modulação na saída do conversor for definido de forma apropriada, essa técnica sempre poderá utilizar os estados de chaveamento que minimizam a frequência média de chaveamento dos dispositivos semicondutores, possibilitando a redução das perdas por chaveamento. Adicionalmente, o sistema de controle da configuração 3LH-HFL é mais simples, pois não é necessário controlar individualmente as tensões nos barramentos CC. Resultados experimentais foram apresentados para demonstrar a viabilidade da implementação da configuração 3LH com o *link* de alta frequência proposto. O sistema foi testado com cargas RL e não lineares, e a performance do sistema de controle foi verificada por meio de sobretensões e afundamentos na tensão da rede elétrica e transitórios de carga. Nos cenários testados, a configuração proposta funcionou adequadamente, sintetizando as tensões multiníveis com níveis otimizados, e operando com alto fator de potência na rede elétrica.

2.4 Análise Comparativa das Configurações 4L, 3L, 3LH e 3LH-HFL

As configurações convencionais (4L e 3L) e propostas (3LH e 3LH-HFL) são comparadas em termos da distorção harmônica das tensões e correntes na entrada e na saída do sistema, da classificação das chaves de potência e das perdas nos dispositivos semicondutores. As análises foram realizadas por meio de simulações computacionais dos sistemas em malha aberta. Os parâmetros utilizados são apresentados na Tabela 2.5. Note que, os conversores foram analisados num cenário de operação onde a amplitude da tensão de referência na carga é o dobro da amplitude da tensão na rede elétrica. As configurações estudadas foram simuladas usando a estratégia SV-PWM. Os estados de chaveamento redundantes foram selecionados para reduzir a frequência média de chaveamento dos dispositivos semicondutores. Os softwares MATLAB e PSIM foram usados para implementar as topologias avaliadas.

Tabela 2.5: Parâmetros utilizados na comparação das configurações 4L, 3L, 3LH e 3LH-HFL.

Parâmetro		Valor
Tensão da rede elétrica	E_g	110 V (RMS)
Tensão de referência na carga	V_l^*	220 V (RMS)
Tensão do barramento CC (4L e 3L)	v_C	326,68 V
Tensões dos barramentos CC (3LH - $v_{C_H} = v_{C_a}/2$)	v_{C_a}	248,90 V
	v_{C_H}	124,45 V
Tensões dos barramentos CC (3LH-HFL - $v_{C_H} = v_{C_a}/2$)	v_{C_a}	217,80 V
	v_{C_H}	108,90 V
Tensões dos barramentos CC (3LH-HFL - $v_{C_H} = v_{C_a}/3$)	v_{C_a}	245 V
	v_{C_H}	81,67 V
Frequência de amostragem	f_s	10 kHz
Frequência da rede elétrica e da carga	f_g/f_l	60/60 Hz
Potência aparente da carga	S_l	0,5 – 5,5 kVA
Fator de potência da carga	f_p	0,95 (indutivo)
Impedância da rede elétrica	Z_g	$0,1Z_b^*$
Fator de potência da rede elétrica	f_{pg}	1

* Z_b é a impedância de base.

2.4.1 Distorção Harmônica

A distorção harmônica das configurações estudadas foi avaliada calculando-se a distorção harmônica total (THD) das correntes da rede (i_g) e da carga (i_l) e a distorção harmônica total

ponderada (WTHD) das tensões multiníveis geradas pelos conversores na entrada (v_g) e na saída (v_l) do sistema. Esses parâmetros foram calculados por meio das seguintes expressões:

$$THD(\%) = \frac{100}{\chi_1} \sqrt{\sum_{h=2}^{N_h} \chi_h^2} \quad (2.82)$$

$$WTHD(\%) = \frac{100}{\chi_1} \sqrt{\sum_{h=2}^{N_h} \left(\frac{\chi_h}{h}\right)^2} \quad (2.83)$$

onde χ_1 é a amplitude da componente fundamental; χ_h é a amplitude da componente harmônica de ordem h^{th} , e N_h é o número de harmônicos levados em consideração ($N_h = 1000$).

O parâmetro WTHD é usado para avaliar a qualidade das tensões sintetizadas pelos conversores pois no seu cálculo é considerado o impacto das frequências harmônicas, dando maior peso as componentes de baixa frequência. Uma vez que a filtragem dos harmônicos de alta frequência é mais simples do que dos harmônicos de baixa frequência, menores valores de WTHD significam uma redução de volume, peso e custo do filtro de tensão de saída dos conversores (Maia, 2017; Suresh, 2014; Li e Hong, 2011).

Em geral, as recomendações relativas aos limites de distorção harmônica de corrente em instalações tratam dos valores limites desejáveis no Ponto de Acoplamento Comum (PAC), e não em cada equipamento individual. A IEEE-519 descreve os principais fenômenos causadores de distorção harmônica nas instalações elétricas, assim como também recomenda métodos de medição e valores limites de distorções de acordo com o nível de tensão e com o nível de curto circuito do PAC. Na Tabela 2.6, são mostrados de forma resumida os limites de THD de corrente admissíveis em função da relação entre a corrente de curto-circuito do PAC (I_{cc}) e a corrente fundamental da carga (I_1), para sistemas elétricos que operam com tensão entre 120 V e 69 kV no PAC. Nota-se que, quanto maior for a relação I_{cc}/I_1 , maiores são as distorções de corrente admissíveis, uma vez que elas distorcerão em menor intensidade a tensão no PAC. As recomendações descritas na IEEE-519 referentes aos limites de THD de corrente têm como objetivo preservar as distorções da tensão do PAC (IEEE-519, 2014). As configurações estudadas neste trabalho se enquadram na primeira classificação da Tabela 2.6, na qual as correntes podem apresentar valores de THD de até 5%.

A Tabela 2.7 apresenta os resultados de THD das correntes (i_g e i_l) e de WTHD das tensões sintetizadas (v_g e v_l) pelos conversores avaliados. Na Figura 2.23, é mostrado as

Tabela 2.6: Limites de THD de corrente recomendados pela IEEE-519 (percentual em relação à componente fundamental).

I_{cc}/I_1	THD de Corrente
< 20	5%
> 20 e < 50	8%
> 50 e < 100	12%
> 100 e < 1000	15%
> 1000	20%

Tabela 2.7: Resultados de distorção harmônica para as configurações 4L, 3L, 3LH e 3LH-HFL (%).

Topologia	WTHD		THD		WTHD Média	THD Média
	v_g	v_l	i_g	i_l		
4L	0,66	0,28	6,72	0,89	0,47	3,81
3L	0,66	0,28	6,56	0,88	0,47	3,72
3LH ($v_{C_H} = v_{C_a}/2$)	0,53	0,12	5,35	0,36	0,33	2,86
3LH-HFL ($v_{C_H} = v_{C_a}/2$)	0,45	0,09	4,53	0,30	0,27	2,42
3LH-HFL ($v_{C_H} = v_{C_a}/3$)	0,50	0,08	5,09	0,25	0,29	2,67

formas de onda das tensões multiníveis geradas pelos conversores. Essa formas de onda podem explicar os resultados de distorção harmônica obtidos. Como pode ser visto, as topologias convencionais 4L e 3L sintetizam v_g e v_l com três níveis. Por outro lado, as topologias propostas 3LH e 3LH-HFL sintetizam v_g com três níveis, e v_l com sete níveis de tensão quando $v_{C_H} = v_{C_a}/2$. A configuração 3LH-HFL sintetiza v_g e v_l , com três e nove níveis, quando $v_{C_H} = v_{C_a}/3$.

Apesar de sintetizar v_g com o mesmo número de níveis que as configurações convencionais 4L e 3L, as configurações propostas 3LH e 3LH-HFL obtiveram os menores valores de WTHD para v_g . Isso acontece porque essas topologias operam com maior índice de modulação na entrada do sistema, no cenário de operação testado. Considerando v_l , os melhores valores de WTHD também foram obtidos pelas topologias 3LH e 3LH-HFL, dado que v_l é sintetizada como maior número de níveis em comparação com as configurações 4L e 3L. Para a topologia 3LH, os valores da WTHD de v_g e v_l foram reduzidos em cerca de 20% e 57%, respectivamente. Para a configuração 3LH-HFL ($v_{C_H} = v_{C_a}/2$), a WTHD de v_g e v_l foram reduzidas em cerca de 32% e 68%, respectivamente. Para a configuração 3LH-HFL ($v_{C_H} = v_{C_a}/3$), a WTHD de v_g e v_l foram reduzidas em cerca de 24% e 71%, respectivamente.

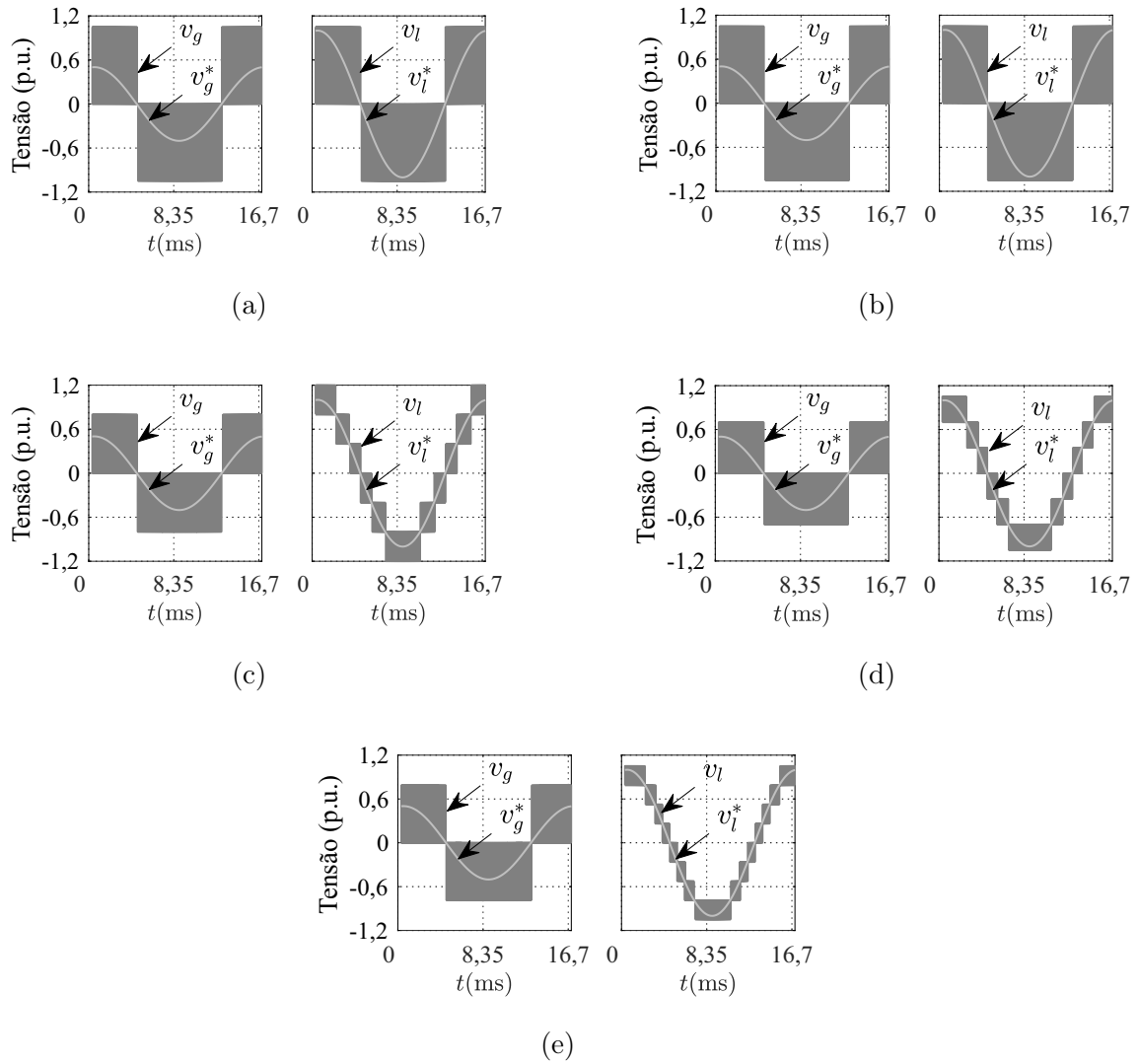


Figura 2.23: Tensões v_g e v_l geradas pelas configurações analisadas usando a estratégia SV-PWM. (a) Configuração 4L. (b) Configuração 3L. (c) Configuração 3LH com $v_{CH} = v_{C_a}/2$. (d) Configuração 3LH-HFL com $v_{CH} = v_{C_a}/2$. (e) Configuração 3LH-HFL com $v_{CH} = v_{C_a}/3$.

Comparando as configurações 3LH, 3LH-HFL ($v_{CH} = v_{C_a}/2$) e 3LH-HFL ($v_{CH} = v_{C_a}/3$), a configuração 3LH-HFL ($v_{CH} = v_{C_a}/2$) obteve os menores valores de WTHD média.

Como as correntes i_g e i_l são definidas em função das tensões v_g e v_l , respectivamente, os resultados de THD e WTHD apresentados estão correlacionados. Sendo assim, as configurações propostas 3LH e 3LH-HFL também apresentaram os melhores resultados de THD das correntes na entrada e na saída do sistema. Dentre as configurações avaliadas, a configuração 3LH-HFL ($v_{CH} = v_{C_a}/2$) obteve o menor valor de THD média. A redução das distorções harmônicas é uma questão importante para topologias multiníveis, uma vez que contribuem

para reduzir o volume, peso e custos dos filtros utilizados na implementação dos conversores, e diminuem a poluição harmônica causada nos sistemas de energia elétrica nos quais estão inseridos (Sefa et al., 2017; Zare, 2009; Shih et al., 1996).

2.4.2 Classificação dos Dispositivos Semicondutores

Na Tabela 2.8, são apresentadas a classificação de tensão, corrente e frequência média de chaveamento dos dispositivos semicondutores das configurações 4L, 3L, 3LH e 3LH-HFL, nas condições operacionais analisadas. Os valores de tensão e corrente apresentados são especificados por unidade (pu) e os valores de base correspondem a amplitude da tensão de referência da carga e a amplitude da corrente na carga, respectivamente. As frequências médias de chaveamento dos dispositivos semicondutores são apresentadas para o cenário em que todas as topologias operam com a mesma frequência de amostragem do PWM ($f_s = 10$ kHz) e para o cenário em que todas as topologias operam com a mesma WTHD média (0,27%). A frequência média de chaveamento (f_{s_k}) foi determinada por meio da seguinte relação:

$$f_{s_k} = n_{s_k} f_l \quad (2.84)$$

onde n_{s_k} é o número de vezes que o dispositivo é ligado e desligado durante um período completo das tesões geradas, considerando que a frequência da rede/carga é $f_g = f_l = 60$ Hz.

Comparando as configurações em termos da classificação de corrente, observa-se que todas as topologias operam com os mesmos níveis de corrente nos braços g_a , l_a , 1_H e 2_H . O braço h_a que é compartilhado entre o lado da rede e da carga nas configurações 3L, 3LH e 3LH-HFL opera com menor corrente em comparação com o braço h_a da configuração convencional 4L que é conectado apenas no lado da rede. Portanto, as perdas por condução nesse braço são menores para as topologias 3L, 3LH e 3LH-HFL, contribuindo para reduzir as perdas totais nos dispositivos semicondutores.

Analisando a classificação de tensão dos dispositivos semicondutores das configurações, nota-se que as chaves das configurações propostas 3LH e 3LH-HFL operam com menor tensão de bloqueio em comparação com os conversores convencionais 4L e 3L. Em adição, os dispositivos semicondutores dessas topologias também operam com menor frequência média de chaveamento. Essas frequências são ainda menores quando considera-se que todos os

Tabela 2.8: Classificação dos dispositivos semicondutores das configurações 4L, 3L, 3LH e 3LH-HFL.

Configuração 4L					
Braço	g_a	h_a	1_H	2_H	
Corrente (pu)	1,90	1,90	1,00	1,00	
Tensão (pu)	1,05	1,05	1,05	1,05	
f_{s_k} - mesma f_s (kHz)	9,94	0,06	10	0,06	
f_{s_k} - mesma WTHD média (kHz)	17,84	0,06	17,94	0,06	
Configuração 3L					
Braço	g_a	h_a	l_a		
Corrente (pu)	1,90	1,05	1,00		
Tensão (pu)	1,05	1,05	1,05		
f_{s_k} - mesma f_s (kHz)	10,08	0,06	10,08		
f_{s_k} - mesma WTHD média (kHz)	17,34	0,06	17,34		
Configuração 3LH ($v_{C_H} = v_{C_a}/2$)					
Braço	g_a	h_a	l_a	1_H	2_H
Corrente (pu)	1,90	1,05	1,00	1,00	1,00
Tensão (pu)	0,80	0,80	0,80	0,40	0,40
f_{s_k} - mesma f_s (kHz)	7,32	2,58	0,06	5,82	6,78
f_{s_k} - mesma WTHD média (kHz)	8,56	3,04	0,06	6,88	7,82
Configuração 3LH-HFL ($v_{C_H} = v_{C_a}/2$)					
Braço	g_a	h_a	l_a	1_H	2_H
Corrente (pu)	1,90	1,05	1,00	1,00	1,00
Tensão (pu)	0,70	0,70	0,70	0,35	0,35
f_{s_k} - mesma f_s (kHz)	7,68	2,22	0,06	7,08	4,92
f_{s_k} - mesma WTHD média (kHz)	7,68	2,22	0,06	7,08	4,92
Configuração 3LH-HFL ($v_{C_H} = v_{C_a}/3$)					
Braço	g_a	h_a	l_a	1_H	2_H
Corrente (pu)	1,90	1,05	1,00	1,00	1,00
Tensão (pu)	0,79	0,79	0,79	0,26	0,26
f_{s_k} - mesma f_s (kHz)	8,16	3,09	1,83	6,24	5,46
f_{s_k} - mesma WTHD média (kHz)	8,82	3,37	1,81	6,66	5,82

sistemas operam com a mesma WTHD média. Em geral, as chaves do conversor a que opera com uma tensão de barramento mais elevada, chaveia com menor frequência média de chaveamento, enquanto o conversor H que tem menor tensão de barramento, chaveia com maior frequência média de chaveamento. Essa característica contribui para que se obtenha uma melhor distribuição das perdas por chaveamento entre os dispositivos semicondutores dos conversores propostos, possibilitando a redução das perdas por chaveamento totais dessas topologias. Comparando as soluções propostas, a configuração 3LH-HFL ($v_{C_H} = v_{C_a}/2$) apresentou o maior número de dispositivos semicondutores com menor classificação de tensão

e com menor frequência média de chaveamento.

2.4.3 Perdas nos Dispositivos Semicondutores

As perdas nos semicondutores foram obtidas usando os módulos térmicos do software PSIM. O dispositivo semicondutor utilizado nas análises foi o módulo dual IGBT SEMIKRON SKM145GB066D 600 V 150 A. Por meio das simulações computacionais foram obtidas as perdas por condução (P_{cd}), chaveamento (P_{sw}) e totais ($P_{T_s} = P_{cd} + P_{sw}$) das configurações avaliadas. As análises foram realizadas em duas condições de operação: 1) as topologias operando com a mesma frequência de amostragem do PWM ($f_s = 10$ kHz); e 2) as topologias operando com a mesma WTHD média (0,27%). As perdas foram estimadas em diferentes cenários de potência, fixando-se o valor da tensão na rede $E_g = 110$ V (RMS) e da tensão de referência na carga $V_l^* = 220$ V (RMS), e variando-se a potência aparente na carga de $S_l = 500$ VA a $S_l = 5,5$ kVA com fator de potência da carga constante e igual a $f_p = 0,95$ (indutivo).

A Figura 2.24 mostra as perdas nos dispositivos semicondutores das topologias estudadas operando com a mesma frequência de amostragem $f_s = 10$ kHz. A Tabela 2.9 traz os valores numéricos quando $S_l = 500$ VA e $S_l = 5,5$ kVA. Nessa condição de operação, a Figura 2.24(a) mostra que as configurações propostas 3LH e 3LH-HFL apresentaram maiores perdas por condução do que a configuração convencional 3L, pois as configurações propostas têm maior número de dispositivos semicondutores. Em relação ao conversor convencional 4L, a configuração proposta 3LH apresentou menores perdas por condução mesmo possuindo maior número de chaves, em especial no cenário de maior potência. Isso acontece porque o braço h_a do conversor 3LH opera com menor corrente em comparação com o braço h_a do conversor 4L. Comparando as perdas por chaveamento mostradas graficamente na Figura 2.24(b), as configurações propostas 3LH e 3LH-HFL obtiveram os menores valores. Isso se dá porque suas chaves operam com menor tensão de bloqueio e menor frequência média de chaveamento. Comparando as duas soluções propostas, a configuração 3LH-HFL apresentou maiores perdas totais por condução e por chaveamento quando se considera as perdas no HFL. No entanto, comparando as perdas apenas no conversor principal (conversor a + conversor H), os valores numéricos mostrados na Tabela 2.9 demonstram que as topologias 3LH e 3LH-HFL apresentam as mesmas perdas por condução, no entanto, a inserção

do HFL, reduziu as perdas por chaveamento do conversor principal, reduzindo as perdas totais nos seus dispositivos semicondutores. Pode-se observar também que, as perdas acrescentadas pelo HFL são numericamente pequenas em comparação com as perdas totais do conversor, principalmente em cenários de maior potência, dado que o HFL processa apenas uma pequena parcela da potência do sistema. Vale ressaltar que, dentre as topologias estudadas, a configuração 3LH-HFL apresentou as menores distorções harmônicas de tensão e corrente. Portanto, as perdas acrescentadas pelo HFL podem ser compensadas pela redução das perdas em outros elementos do sistema em aplicações práticas, tornando essa solução também atrativa em termos de perdas no sistema. Comparando as configurações 3LH-HFL com as relações de tensão nos barramentos $v_{C_H} = v_{C_a}/2$ e $v_{C_H} = v_{C_a}/3$, a configuração 3LH-HFL ($v_{C_H} = v_{C_a}/2$) mostrou-se mais vantajosa em cenários de baixa potência e a configuração 3LH-HFL ($v_{C_H} = v_{C_a}/3$) mostrou-se mais vantajosa em cenários de alta potência. Comparando as perdas totais nos semicondutores das topologias estudadas operando com mesma f_s , a Figura 2.24(c) e os valores numéricos informados na Tabela 2.9 mostram que a configuração proposta 3LH operando com capacitores flutuantes tende a apresentar menores perdas nos semicondutores em cenários de baixa potência enquanto a configuração 3L tende a apresentar menores perdas em cenários de alta potência, devido ao reduzido número de dispositivos semicondutores desse conversor. No entanto, como as topologias propostas operam com menor distorção harmônica na condição de mesma f_s , o acréscimo das perdas nos dispositivos semicondutores em cenários de maior potência, pode ser compensado pela redução de perdas em outros elementos do sistema em aplicações práticas.

As perdas nos dispositivos semicondutores também foram avaliadas na condição em que todas as topologias estudadas operam com a mesma WTHD média (0,27%) e com distorção harmônica da corrente de entrada abaixo de 5%. Essa condição de operação é obtida quando a frequência de amostragem f_s das configurações 4L, 3L, 3LH, 3LH-HFL ($v_{C_H} = v_{C_a}/2$) e 3LH-HFL ($v_{C_H} = v_{C_a}/3$) é igual a 18 kHz, 17,4 kHz, 11,7 kHz, 10 kHz e 10,8 kHz. A Figura 2.25 mostra as perdas nos dispositivos semicondutores das topologias nesse cenário. Na Tabela 2.10, são mostrados os valores numéricos quando $S_l = 500$ VA e $S_l = 5,5$ kVA. Observa-se que, a configuração proposta 3LH operando com capacitores flutuantes obteve as menores perdas totais nos semicondutores em toda a faixa de potência analisada. No entanto, analisando os valores numéricos na Tabela 2.10, pode-se notar que a configuração 3LH-HFL

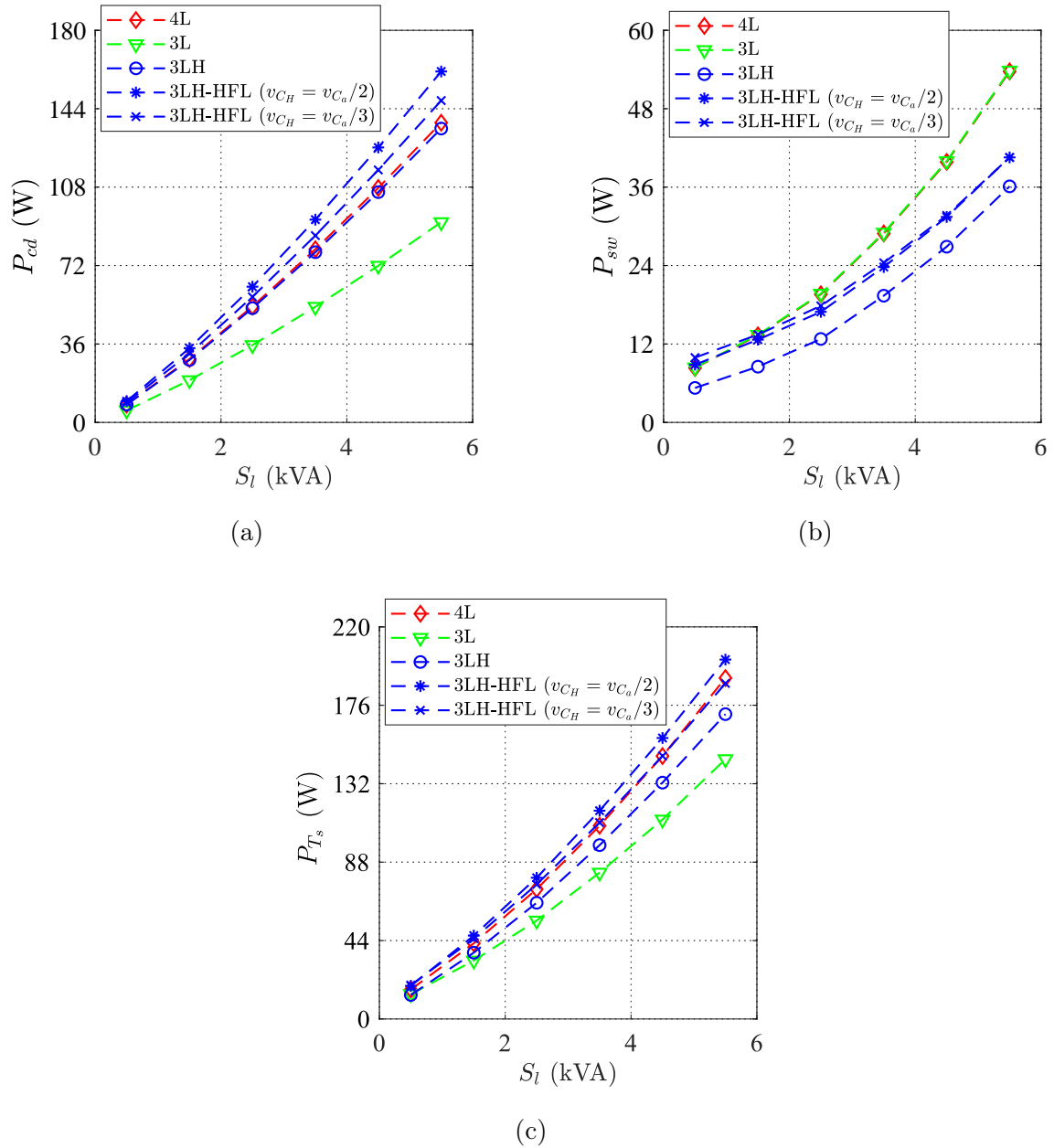


Figura 2.24: Perdas nos dispositivos semicondutores das configurações 4L, 3L, 3LH e 3LH-HFL operando com a mesma frequência de amostragem ($f_s = 10$ kHz) em função da potência aparente da carga S_l . (a) Perdas por condução (P_{cd}). (b) Perdas por chaveamento (P_{sw}). (c) Perdas totais (P_{T_s}).

foi a que obteve menores perdas totais nos conversores a e H . O acréscimo nas perdas totais devido ao HFL são bem pequenas em comparação com as perdas nos conversores a e H . Dado que, em malha fechada o padrão de chaveamento da configuração 3LH-HFL é sempre escolhido para minimizar a frequência média de chaveamento dos semicondutores e, no caso da configuração 3LH com capacitores flutuantes, esse padrão de chaveamento precisará ser

Tabela 2.9: Perdas nos dispositivos semicondutores das configurações 4L, 3L, 3LH e 3LH-HFL operando com a mesma frequência de amostragem ($f_s = 10$ kHz) quando $S_l = 500$ VA e $S_l = 5,5$ kVA.

$S_l = 500$ VA							
Topologias	Perdas nos conversores principais (W)			Perdas no HFL (W)			Perda Totais (W)
	$P_{cd_{conv}}$	$P_{sw_{conv}}$	$P_{T_{s_{conv}}}$	$P_{cd_{HFL}}$	$P_{sw_{HFL}}$	$P_{T_{s_{HFL}}}$	P_{T_s}
4L	8,19	8,34	16,53	—	—	—	16,53
3L	5,51	8,41	13,92	—	—	—	13,92
3LH ($v_{C_H} = v_{C_a}/2$)	8,20	5,28	13,48	—	—	—	13,48
3LH-HFL ($v_{C_H} = v_{C_a}/2$)	8,20	4,53	12,73	1,55	4,30	5,85	18,58
3LH-HFL ($v_{C_H} = v_{C_a}/3$)	8,20	5,28	13,48	0,89	4,64	5,53	19,01

$S_l = 5,5$ kVA							
Topologias	Perdas nos conversores principais (W)			Perdas no HFL (W)			Perda Totais (W)
	$P_{cd_{conv}}$	$P_{sw_{conv}}$	$P_{T_{s_{conv}}}$	$P_{cd_{HFL}}$	$P_{sw_{HFL}}$	$P_{T_{s_{HFL}}}$	P_{T_s}
4L	137,58	53,71	191,29	—	—	—	191,29
3L	91,93	53,84	145,77	—	—	—	145,77
3LH ($v_{C_H} = v_{C_a}/2$)	134,91	36,12	171,03	—	—	—	171,03
3LH-HFL ($v_{C_H} = v_{C_a}/2$)	134,50	31,17	165,67	26,61	9,38	35,89	201,66
3LH-HFL ($v_{C_H} = v_{C_a}/3$)	134,56	33,90	168,46	13,19	6,64	19,83	188,29

modificado durante a operação do conversor para balancear as tensões nos barramentos CC (os padrões de chaveamento que carregam e descarregam os barramentos CC não foram considerados nas análises de perdas para simplificar os estudos), o acréscimo nas perdas totais provocado pelo HFL poderá ser compensado.

A partir dos valores numéricos das perdas totais nos dispositivos semicondutores (P_{T_s}) e da potência de saída do sistema (P_l), a eficiência ($E_f(\%)$) dos conversores avaliados foi estimada por meio da seguinte expressão

$$E_f(\%) = 100 \left(\frac{P_l}{P_l + P_{T_s}} \right) \quad (2.85)$$

Na Figura 2.26, são mostradas as curvas de eficiência. Na Tabela 2.11, são mostrados os valores numéricos quando $S_l = 500$ VA e $S_l = 5,5$ kVA. Esses resultados mostram que

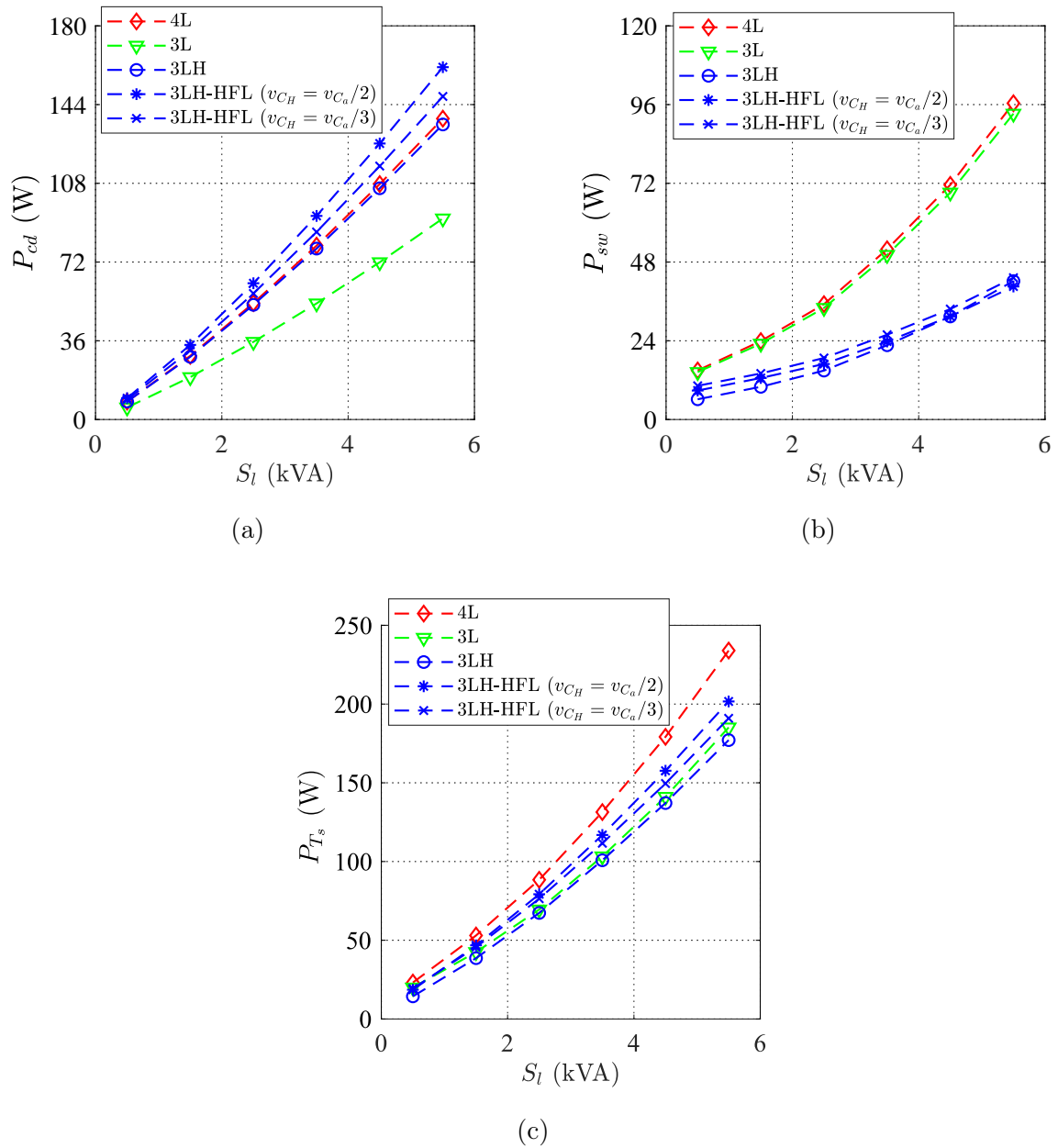


Figura 2.25: Perdas nos dispositivos semicondutores das configurações 4L, 3L, 3LH e 3LH-HFL operando com a mesma WTHD média (0,27%) em função da potência aparente da carga S_l . (a) Perdas por condução (P_{cd}). (b) Perdas por chaveamento (P_{sw}). (c) Perdas totais (P_{T_s}).

os conversores propostos podem operar com boa eficiência tanto nos cenários de baixa como de alta potência, mesmo possuindo maior quantidade de dispositivos semicondutores que as configurações convencionais 4L e 3L. Como as perdas nos dispositivos semicondutores das configurações propostas são bem distribuídas, o acréscimo no número de dispositivos não significou um aumento expressivo nas perdas totais dos sistemas.

Tabela 2.10: Perdas nos dispositivos semicondutores das configurações 4L, 3L, 3LH e 3LH-HFL operando com a mesma WTHD média (0,27%) quando $S_l = 500$ VA e $S_l = 5,5$ kVA.

$S_l = 500$ VA							
Topologias	Perdas nos conversores principais (W)			Perdas no HFL (W)			Perda Totais (W)
	$P_{cd_{conv}}$	$P_{sw_{conv}}$	$P_{T_{sconv}}$	$P_{cd_{HFL}}$	$P_{sw_{HFL}}$	$P_{T_s_{HFL}}$	
4L	8,18	14,96	23,14	—	—	—	23,14
3L	5,51	14,46	19,97	—	—	—	19,97
3LH ($v_{C_H} = v_{C_a}/2$)	8,20	6,17	14,37	—	—	—	14,37
3LH-HFL ($v_{C_H} = v_{C_a}/2$)	8,20	4,53	12,73	1,55	4,30	5,85	18,58
3LH-HFL ($v_{C_H} = v_{C_a}/3$)	8,20	5,64	13,83	0,90	4,64	5,54	19,37

$S_l = 5,5$ kVA							
Topologias	Perdas nos conversores principais (W)			Perdas no HFL (W)			Perda Totais (W)
	$P_{cd_{conv}}$	$P_{sw_{conv}}$	$P_{T_{sconv}}$	$P_{cd_{HFL}}$	$P_{sw_{HFL}}$	$P_{T_s_{HFL}}$	
4L	137,58	96,40	233,98	—	—	—	233,98
3L	91,93	93,22	185,15	—	—	—	185,15
3LH ($v_{C_H} = v_{C_a}/2$)	134,91	42,20	177,11	—	—	—	177,11
3LH-HFL ($v_{C_H} = v_{C_a}/2$)	134,50	31,17	165,67	26,61	9,38	35,89	201,66
3LH-HFL ($v_{C_H} = v_{C_a}/3$)	134,56	36,57	171,13	13,17	6,65	19,82	190,95

Por fim, é importante destacar que as topologias propostas neste capítulo podem se tornar ainda mais vantajosas em aplicações com tensões mais elevadas pois, nesse cenário, a redução nas perdas por chaveamento nos dispositivos semicondutores compensam ainda mais o aumento nas perdas por condução, resultando em menores perdas totais e maior eficiência em comparação com as estruturas convencionais 4L e 3L.

2.4.4 Conclusões

Nessa seção, as análises de distorção harmônica, classificação dos dispositivos semicondutores, perdas nos dispositivos semicondutores e eficiência das configurações propostas 3LH com capacitores flutuantes e 3LH-HFL foram apresentadas. Essas configurações foram comparadas com as estruturas convencionais monofásicas 4L e 3L.

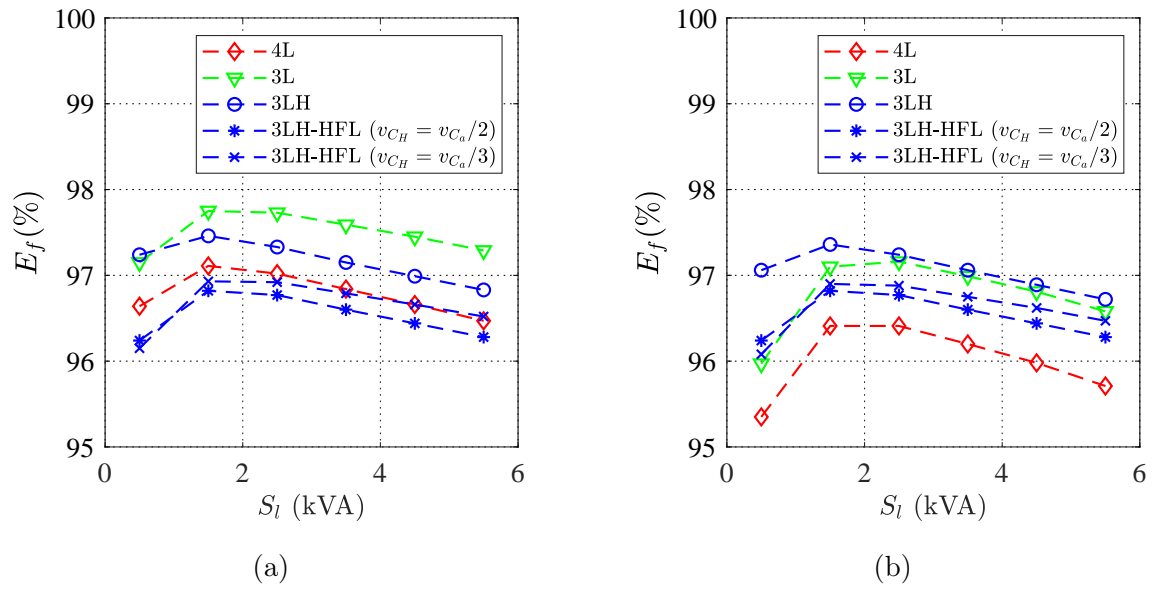


Figura 2.26: Eficiência (E_f) das configurações 4L, 3L, 3LH e 3LH-HFL em função da potência aparente da carga S_l . (a) Todas as topologias operando com a mesma frequência de amostragem ($f_s = 10$ kHz). (b) Todas as topologias operando com a mesma WTHD média (0,27%).

Tabela 2.11: Eficiência das configurações 4L, 3L, 3LH e 3LH-HFL quando $S_l = 500$ VA e $S_l = 5,5$ kVA.

Todas as topologias operando com a mesma $f_s = 10$ kHz		
Topologia	$S_l = 500$ VA E_f (%)	$S_l = 5,5$ kVA E_f (%)
4L	96,64	96,47
3L	97,15	97,29
3LH ($v_{C_H} = v_{C_a}/2$)	97,24	96,83
3LH-HFL ($v_{C_H} = v_{C_a}/2$)	96,24	96,28
3LH-HFL ($v_{C_H} = v_{C_a}/3$)	96,15	96,52
Todas as topologias operando com a mesma WTHD média (0,27%)		
Topologia	$S_l = 500$ VA E_f (%)	$S_l = 5,5$ kVA E_f (%)
4L	95,35	95,71
3L	95,97	96,58
3LH ($v_{C_H} = v_{C_a}/2$)	97,06	96,72
3LH-HFL ($v_{C_H} = v_{C_a}/2$)	96,24	96,28
3LH-HFL ($v_{C_H} = v_{C_a}/3$)	96,08	96,47

Em termos de distorção harmônica, as configurações propostas apresentaram melhor desempenho em comparação com as topologias convencionais. Dentre as soluções propostas, a configuração 3LH-HFL ($v_{C_H} = v_{C_a}/2$) apresentou as menores distorções. Comparando a classificação dos dispositivos semicondutores, constatou-se que a maioria das chaves de potência das configurações 3LH e 3LH-HFL operam com menor tensão de bloqueio e com menor frequência média de chaveamento que as chaves das configurações convencionais, possibilitando a redução dos estresses de tensão e chaveamento nesses dispositivos. A configuração 3LH-HFL requer chaves de potência com menor classificação de tensão que a configuração 3LH operando com capacitores flutuantes.

As perdas nos dispositivos semicondutores e a eficiência dos conversores foram avaliadas na faixa de potência $0,5 \leq S_l \leq 5,5$ kVA considerando as topologias operando com a mesma frequência de amostragem (condição 1) e com a mesma WTHD média (condição 2). Na condição 1, a configuração 3LH com capacitores flutuantes obteve as menores perdas totais e maior eficiência nos cenários de baixa potência, enquanto a configuração convencional 3L obteve as menores perdas totais nos cenários de maior potência. O acréscimo das perdas nas configurações propostas nessa condição pode ser compensado em aplicações práticas, dado que essas configurações geram menores distorções harmônicas possibilitando a redução das perdas em outros elementos do sistema. Na condição 2, a configuração 3LH com capacitores flutuantes obteve as menores perdas totais para toda faixa de potência analisada. Nas duas condições de operação, a configuração 3LH-HFL obteve as menores perdas nos conversores principais, no entanto, as perdas totais dessa configuração foram maiores do que as da configuração 3LH com capacitores flutuantes, quando se consideram as perdas nos semicondutores do HFL. Porém, essa desvantagem pode ser atenuada dado que a inserção do HFL na configuração 3LH gera os seguintes benefícios: menores distorções harmônicas; otimização da estratégia SV-PWM, uma vez que essa técnica sempre vai utilizar os estados de chaveamento que minimizam a frequência média de chaveamento dos dispositivos semicondutores; redução das tensões mínimas requeridas pelos barramentos CC para o mesmo nível de tensão na saída; e, simplificação da estratégia de controle, não sendo necessário controlar individualmente as tensões nos barramentos capacitivos. Portanto, quando baixas distorções harmônicas e simplicidade forem parâmetros almejados no projeto dos sistemas de conversão, a configuração 3LH-HFL apresenta-se como uma solução mais atrativa do que

a configuração 3LH com capacitores flutuantes. Em termos de eficiência, as configurações propostas apresentaram boa eficiência em todos os cenários analisados.

3

Conversores Baseados na Conexão de Módulos 3L e Transformadores

3.1 Introdução

Neste capítulo são apresentadas as configurações CA-CC-CA monofásicas desenvolvidas a partir da interconexão de módulos 3L e transformadores de baixa frequência. Os braços dos conversores e os transformadores são interligados com o objetivo de aumentar o número de níveis das tensões sintetizadas na entrada e na saída dos conversores, diminuir os estresses de tensão e corrente nos dispositivos semicondutores e possibilitar a compensação de sobretensões na tensão da rede elétrica sem a necessidade de aumentar a tensão no barramento CC. Embora aumentem o peso e volume do sistema, configurações CA-CC-CA multiníveis baseadas em transformadores de baixa frequência podem proporcionar algumas vantagens como melhorar o perfil das tensões multiníveis sintetizadas usando um número reduzido de barramentos CC e capacitores flutuantes. Desse modo, a confiabilidade do sistema é melhorada e as estratégias de PWM e de controle são simplificadas, uma vez que se exclui a necessidade de regular a tensão em vários barramentos CC (Wang e Blaabjerg, 2014; Wang et al., 2020). As relações de espiras nos transformadores também podem ser determinadas para aumentar a tensão disponível na entrada do conversor, sem precisar aumentar a tensão nos barramentos CC dos módulos, permitindo que essas estruturas sejam também utilizadas para mitigar harmônicos e sobretensões na tensão da rede elétrica (de Freitas et al., 2019). Em adição, os transformadores utilizados nessas configurações muitas vezes são projetados

para processar apenas uma pequena parcela da potência total do sistema, tornando viável o uso deles para atingir os benefícios citados (Khadkikar, 2012; Al Dubaikel e Aramco, 2011; Rodrigues et al., 2019).

As topologias propostas e avaliadas são denominadas configuração 6L-2T, configuração 6L-TF e generalizações e configuração 6LPS-T. Essas estruturas propostas podem ser aplicadas em UPSs, UPQCs, reguladores de tensão e acionamentos elétricos, por exemplo. Para as configurações propostas são apresentadas o modelo do sistema, as estratégias de PWM utilizadas para definir os estados das chaves de potência e a estratégia de controle para ajuste adequado das tensões nos barramentos capacitivos e controle do fator de potência da rede elétrica. As análises comparativas das configurações propostas e convencionais são realizadas utilizando como critérios as distorções harmônicas das tensões multiníveis e correntes no lado da rede e no lado da carga, a classificação das chaves de potência, as perdas nos dispositivos semicondutores e as perdas nos transformadores. Simulações computacionais e resultados experimentais são mostrados para validar os estudos teóricos apresentados.

3.2 Configuração 6L-2T

Dado o interesse em dispositivos eletrônicos capazes de compensar distúrbios na tensão da rede elétrica mantendo regulada a tensão na carga com amplitude e frequência constantes, nesta seção é analisado um conversor CA-CC-CA monofásico formado a partir da interconexão de dois módulos 3L utilizando dois transformadores, um conectado em série no lado da rede elétrica e outro conectado em série no lado da carga. Os conversores 3L compartilham o mesmo barramento CC e possuem braços compartilhados pelo lado da rede e pelo lado da carga. Essa topologia é denominada configuração 6L-2T (do inglês *six-leg two transformers*), e está representada na Figura 3.1. O transformador conectado em série com a rede elétrica possibilita que a configuração 6L-2T seja utilizada para mitigar sobretensões na rede elétrica sem a necessidade de aumentar o valor de tensão total do barramento CC. Ao passo que, o transformador conectado em série com a carga contribui para reduzir a tensão total do barramento CC requerida para gerar a tensão de referência na saída. Além disso, as relações de espiras dos transformadores podem ser escolhidas de modo a aumentar o número de níveis das tensões geradas na entrada e na saída do conversor, para que as distorções

harmônicas sejam reduzidas. Portanto, tanto durante a ocorrência de distúrbios de tensão na rede elétrica como durante a operação normal do sistema, os transformadores processam energia. Os estudos e resultados apresentados nesta seção foram publicados em (de Lacerda et al., 2020d).

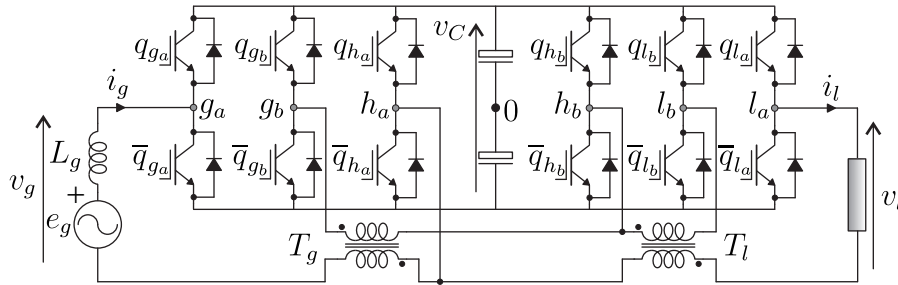


Figura 3.1: Configuração proposta 6L-2T.

A configuração 6L-2T foi estudada inicialmente em de Lacerda (2018, de Lacerda et al. (2018b)). Para facilitar a compreensão desse conversor, assim como em de Lacerda (2018), nesta seção são apresentadas o modelo do sistema, a estratégia de PWM vetorial utilizada para determinar os estados das chaves do conversor e a estratégia de controle usada para regular a tensão do barramento CC e controlar o fator de potência da rede elétrica. Os intervalos de sincronização entre as tensões de referência de entrada e de saída do conversor para manter mínima a tensão no barramento CC são definidos de forma mais exata neste trabalho. Também é demonstrado como o ângulo entre as tensões de referência pode ser escolhido para minimizar as correntes nos braços compartilhados dessa estrutura. Além disso, será apresentada uma nova abordagem da configuração 6L-2T destacando-se seus melhores cenários de aplicação a partir de análises comparativas com o conversor convencional 4LT, apresentado na Figura 1.2. Os conversores 6L-2T e 4LT são comparados em três cenários de operação: *i*) as tensões nominais na rede e na carga são iguais; *ii*) o valor nominal da tensão da carga é duas vezes o valor nominal da tensão da rede elétrica; e *iii*) o valor nominal da tensão da rede elétrica é duas vezes o valor nominal da tensão da carga. São apresentadas novas análises em termos de distorção harmônica, frequência média de chaveamento, perdas nos semicondutores, perdas nos transformadores e perdas totais em diferentes níveis de potência e tensão. Por fim, resultados obtidos por meio de simulações computacionais e testes experimentais são mostrados para validar os estudos teóricos e demonstrar a operação do sistema durante a ocorrência de distúrbios na tensão da rede elétrica e sob transitórios

de carga.

3.2.1 Modelo do Sistema

As equações matemáticas que descrevem o modelo da configuração proposta 6L-2T são obtidas a partir do circuito simplificado dessa topologia apresentado na Figura 3.2. Note que, cada braço do conversor é representado por uma fonte de tensão chaveada para simplificar a dedução do modelo.

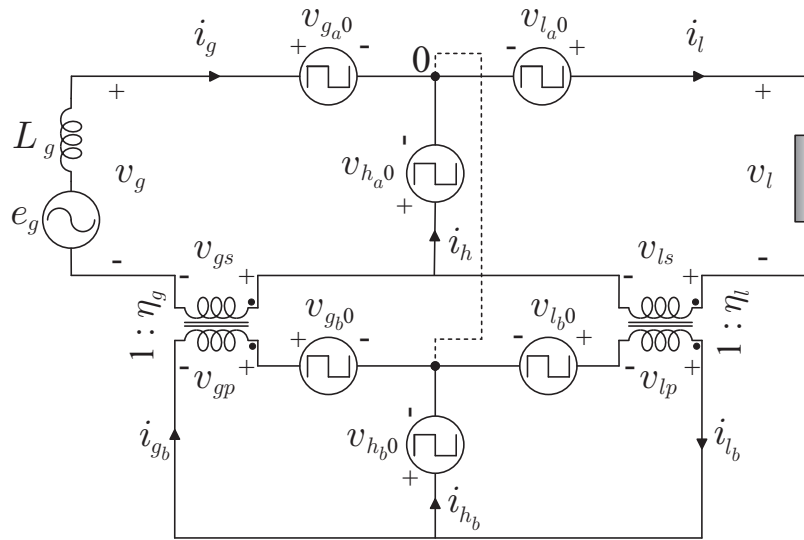


Figura 3.2: Circuito simplificado da configuração proposta 6L-2T.

Na entrada do sistema, a tensão e_g e a corrente i_g da rede elétrica podem ser expressas como,

$$e_g = z_g i_g + v_g \tag{3.1}$$

$$i_g = i_l - i_h \tag{3.2}$$

onde L_g ($z_g = r_g + pl_g$) representa a impedância associada a rede elétrica, sendo $p = d/dt$; v_g é a tensão sintetizada na entrada do conversor; i_l é a corrente da carga; i_h é a corrente do braço compartilhado h_a . As correntes i_g e i_l também correspondem às correntes que circulam nos braços g_a e l_a , respectivamente. As correntes que circulam nos braços g_b , l_b e h_b são denominadas i_{g_b} , i_{l_b} e i_{h_b} , respectivamente. Essas correntes são definidas em função das correntes i_g e i_l , e das relações de espiras dos transformadores η_g (associada ao transformador

T_g) e η_l (associada ao transformador T_l), como

$$i_{g_b} = \eta_g i_g \quad (3.3)$$

$$i_{l_b} = \eta_l i_l \quad (3.4)$$

$$i_{h_b} = i_{l_b} - i_{g_b} \quad (3.5)$$

Assumindo que q_{s_k} representa o estado binário da chave superior de cada braço do conversor (\bar{q}_{s_k} representa seu complementar), ou seja, quando $q_{s_k} = 1$ indica que a chave superior se encontra no estado fechado e quando $q_{s_k} = 0$ indica que a chave superior se encontra no estado aberto, as tensões de polo do conversor $v_{s_k 0}$ são calculadas em função do estado das chaves q_{s_k} , sendo expressas como

$$v_{s_k 0} = (2q_{s_k} - 1) \frac{v_C}{2} \quad (3.6)$$

onde v_C é a tensão do barramento CC, $s = g, l, h$ e $k = a, b$.

Aplicando as leis de *Kirchhoff* das tensões ao circuito da Figura 3.2, as tensões geradas na entrada (v_g) e saída (v_l) do conversor 6L-2T podem ser expressas como

$$v_g = v_{g_a 0} - v_{h_a 0} + v_{g_s} \quad (3.7)$$

$$v_l = v_{l_a 0} - v_{h_a 0} - v_{l_s} \quad (3.8)$$

onde

$$v_{g_s} = \eta_g v_{gp} = \eta_g (v_{g_b 0} - v_{h_b 0}) \quad (3.9)$$

$$v_{l_s} = \eta_l v_{lp} = \eta_l (v_{h_b 0} - v_{l_b 0}) \quad (3.10)$$

A partir de (3.6)-(3.10), as tensões de referência v_g^* e v_l^* definidas pelo sistema de controle deverão obedecer as seguintes condições para serem corretamente sintetizadas pela configuração 6L-2T:

$$|v_g^*| \leq (1 + \eta_g) v_C^* \quad (3.11)$$

$$|v_l^*| \leq (1 + \eta_l) v_C^* \quad (3.12)$$

$$|\alpha_{vg} v_g^* - v_l^*| \leq \alpha_{v_C} v_C^* \quad (3.13)$$

onde α_{vg} e α_{vC} são constantes que dependem dos valores de η_g e η_l . Na Seção 3.2.4 é discutida a definição dessas constantes.

Com o objetivo de maximizar o índice de modulação na saída do conversor, o valor mínimo da tensão de referência do barramento CC é determinado a partir de (3.12), por meio da seguinte equação

$$v_{C_{min}}^* = \frac{|v_l^*|}{(1 + \eta_l)} \quad (3.14)$$

De acordo com (3.13), para manter o valor mínimo da tensão no barramento CC igual ao valor calculado em (3.14), o valor do ângulo de fase entre as tensões v_g^* e v_l^* (denominado θ_{lg}) deverá ser limitado para satisfazer essa condição. Na Seção 3.2.4 também são apresentados em mais detalhes como devem ser definidos os limites de θ_{lg} para os diferentes cenários de operação nos quais a configuração 6L-2T pode ser implementada.

3.2.2 Esforços de Tensão e Corrente nas Chaves - Definição dos valores de η_g e η_l

Os esforços de tensão e corrente nos dispositivos semicondutores são determinados, respectivamente, pela tensão de bloqueio (definida pela tensão do barramento CC) e pelo nível de corrente que esses dispositivos processam. No caso do conversor proposto, os valores da relação de espiras dos transformadores (isto é, η_g e η_l) tem influência direta nos valores desses parâmetros, conforme (3.3)-(3.5) e (3.14). Inicialmente, os valores de η_g e η_l foram escolhidos de modo que o conversor proposto sintetizasse tensões multiníveis com baixa distorção harmônica e possibilitasse a compensação de sobretensões na rede elétrica sem a necessidade de aumentar a tensão do barramento CC. Posteriormente, verificou-se como os valores de η_g e η_l influenciariam os níveis de tensão de bloqueio e corrente nas chaves do conversor, para determinar em que cenários de operação a estrutura poderia apresentar melhor desempenho em termos de perdas nos semicondutores.

As principais características da configuração 6L-2T para diferentes valores de η_g e η_l são apresentadas na Tabela 3.1. Para o cenário de operação em que os níveis de tensão da rede elétrica e da carga são iguais, a topologia proposta pode ser implementada com a capacidade de compensar sobretensões na rede de até 12,5%, 33% e 50%, dependendo da relação de espiras escolhida para os transformadores. Para os sistemas de conversão nos quais o nível de

tensão solicitado pela carga é o dobro da tensão disponibilizada na rede elétrica, o conversor proposto pode ser implementado de modo a compensar sobretensões na rede correspondentes de até 33%, 50% e 77%. Por fim, para os sistemas nos quais o nível de tensão requerido pela carga seja igual a metade da amplitude da tensão disponível na rede elétrica, o conversor proposto pode ser implementado com a capacidade de compensar sobretensões na rede de até 12,5% e 33%. Para cada cenário de operação analisado, são apresentados o número de níveis das tensões v_g e v_l sintetizadas pelo conversor, a tensão mínima requerida para o barramento CC em por unidade (pu) usando a amplitude da tensão na carga como valor de base, a corrente nos braços g_b e l_b que dependem de η_g e η_l , respectivamente, e os intervalos de sincronização entre as tensões v_g e v_l definidos pelo ângulo θ_{lg} .

Tabela 3.1: Características da configuração 6L-2T de acordo com os valores de η_g e η_l .

Cenários E_g/V_l^*	Relação de espiras		Níveis		Sobretensão na rede	Tensão do barramento CC	Correntes		Intervalos de sincronização
	η_g	η_l	v_g	v_l	V_{swell}	v_{Cmin}^*	i_{g_b}	i_{l_b}	$ \theta_{lg} \leq \theta_{lgmax}$
1 pu/1 pu	1/2	1/3	7	9	12,5%	0,75 pu	$0,5i_g$	$0,33i_l$	$ \theta_{lg} \leq 63,6^\circ$
1 pu/1 pu	3	2	9	7	33%	0,33 pu	$3i_g$	$2i_l$	$ \theta_{lg} \leq 63,6^\circ$
1 pu/1 pu	1	1/3	5	9	50%	0,75 pu	i_g	$0,33i_l$	$ \theta_{lg} \leq 70,5^\circ$
0,5 pu/1 pu	1/3	1	9	5	33%	0,50 pu	$0,33i_g$	i_l	$ \theta_{lg} \leq 70,5^\circ$
0,5 pu/1 pu	2	3	7	9	50%	0,25 pu	$2i_g$	$3i_l$	$ \theta_{lg} \leq 63,6^\circ$
0,5 pu/1 pu	1/3	1/2	9	7	77%	0,67 pu	$0,33i_g$	$0,5i_l$	$ \theta_{lg} \leq 63,6^\circ$
2 pu/1 pu	2	1/3	7	9	12,5%	0,75 pu	$2i_g$	$0,33i_l$	$ \theta_{lg} \leq 77,1^\circ$
2 pu/1 pu	3	1/2	9	7	33%	0,67 pu	$3i_g$	$0,5i_l$	$ \theta_{lg} \leq 79,1^\circ$

A partir dos dados apresentados na Tabela 3.1, é possível ter uma ideia dos valores de η_g e η_l que produzirão os melhores resultados para o conversor proposto em termos de distorções harmônicas e perdas nos semicondutores, para cada cenário especificado. Por exemplo, pode-se observar que, quando η_j (com $j = g$ ou l) é menor que 1 (casos em que $\eta_j = 1/2$ ou $1/3$), os braços s_b (com $s = g, l, h$) tendem a operar com baixos valores de corrente, o que favorece a operação do conversor em cenários de corrente elevada devido às baixas perdas por condução nas chaves desses braços. Por outro lado, para os casos em que $\eta_j > 1$ (casos em que $\eta_j = 2$ ou 3), os braços s_b processarão maiores correntes, porém, haverá uma redução significativa na tensão mínima requerida para o barramento CC, favorecendo a aplicação do conversor proposto em cenários de tensão elevada e de baixa corrente. Em termos da qualidade das tensões multiníveis sintetizadas pelo conversor, os melhores resultados são obtidos quando η_j é igual a $1/3$ ou 3 , pois nesses casos as tensões são sintetizadas com maior número de

níveis (nove níveis). Resultados interessantes também são obtidos quando η_j é igual a 1/2 ou 2. Nesses casos, as tensões sintetizadas pelo conversor podem ser geradas com até sete níveis. Se η_j for igual a 1 as tensões são sintetizadas com até cinco níveis.

A partir das considerações apresentadas, os valores de η_j foram escolhidos e combinados na Tabela 3.1 para que a topologia proposta sintetizasse tensões com baixas distorções harmônicas e baixas perdas nos dispositivos semicondutores. Usando esses critérios, serão analisados os cenários mais promissores dentre os especificados na Tabela 3.1. São eles:

- Cenário *i* – $E_g = V_l^*$ com $\eta_g = 1/2$ e $\eta_l = 1/3$;
- Cenário *ii* – $E_g = V_l^*/2$ com $\eta_g = 1/3$ e $\eta_l = 1$;
- Cenário *iii* – $E_g = 2V_l^*$ com $\eta_g = 2$ e $\eta_l = 1/3$.

3.2.3 Estratégia de PWM

A estratégia de PWM vetorial (SV-PWM) é utilizada para definir os estados das chaves da configuração proposta 6L-2T. Para tanto, as tensões sintetizadas pelas configurações são representadas em um plano vetorial $v_l \times v_g$, definidos de tal forma que as os valores das tensões v_l e v_g coincidam com o eixo imaginário (*Im*) e o eixo real (*Re*), respectivamente.

As Figuras 3.3, 3.4 e 3.5 apresentam os planos vetoriais $v_l \times v_g$ obtidos para a configuração 6L-2T para os cenários *i*, *ii* e *iii*, respectivamente. As Figuras 3.6, 3.7 e 3.8 mostram os planos vetoriais gerados pela configuração 4LT operando nos mesmos cenários *i*, *ii* e *iii*, respectivamente. Cada triângulo representa um setor do plano e cada vértice representa um vetor de tensão. Os valores de tensão nos eixos *Re* e *Im* estão expressos em pu. Foi usado como valor base a amplitude da tensão na carga igual a 1 pu. Um vetor de tensão no plano é representado por $v_{n_a n_b} = v_g + jv_l$ pu, 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. Por exemplo, se $[q_{g_a}, q_{l_a}, q_{h_a}] = [1, 0, 1]$ tem-se $n_a = 5$. Existem sessenta e quatro possíveis combinações de estados das chaves $q_{g_a}, q_{l_a}, q_{h_a}, q_{g_b}, q_{l_b}$ e q_{h_b} que resultam nos vetores $v_{n_a n_b}$. Nas Figuras 3.3-3.5 são apresentados os vetores e as correspondentes combinações de chaves apenas para $v_l \geq 0$, uma vez que os planos vetoriais obtidos são simétricos. Isso significa que, se v_{63} na Fig. 3.4 representa o vetor $0,33 + j0,5, -0,33 - j0,5$ será representado por v_{14} .

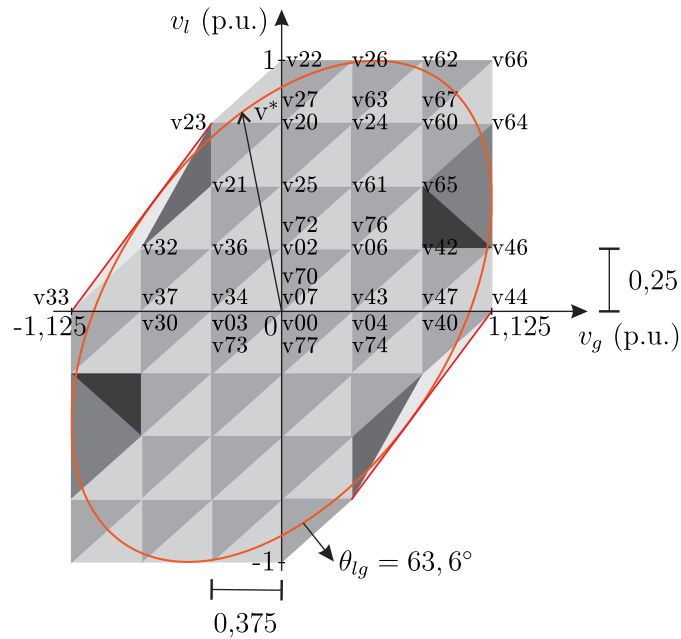


Figura 3.3: Plano vetorial $v_l \times v_g$ obtido pela configuração 6L-2T operando no Cenário i – $E_g = V_l^*$ com $\eta_g = 1/2$ e $\eta_l = 1/3$.

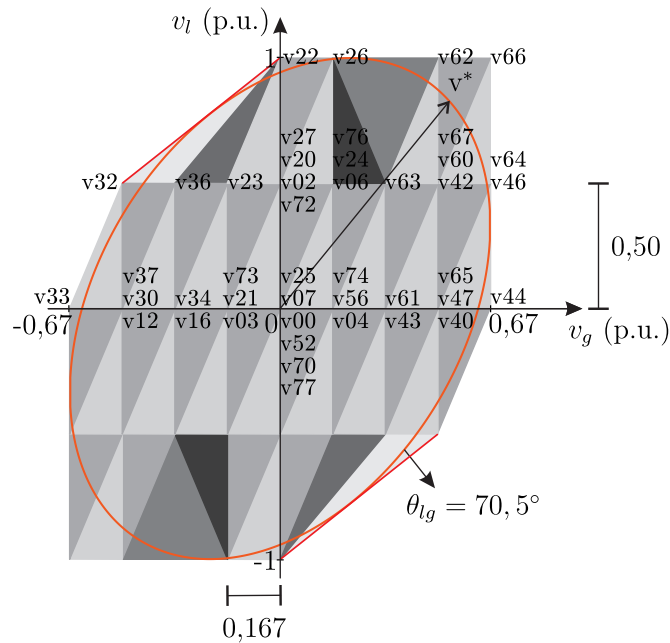


Figura 3.4: Plano vetorial $v_l \times v_g$ obtido pela configuração 6L-2T operando no Cenário ii – $E_g = V_l^*/2$ com $\eta_g = 1/3$ e $\eta_l = 1$.

Na estratégia SV-PWM, a tensão de referência definida como $v^* = v_g^* + jv_l^*$ localizada num dado setor triangular do plano é sintetizada utilizando os três vetores mais próximos que

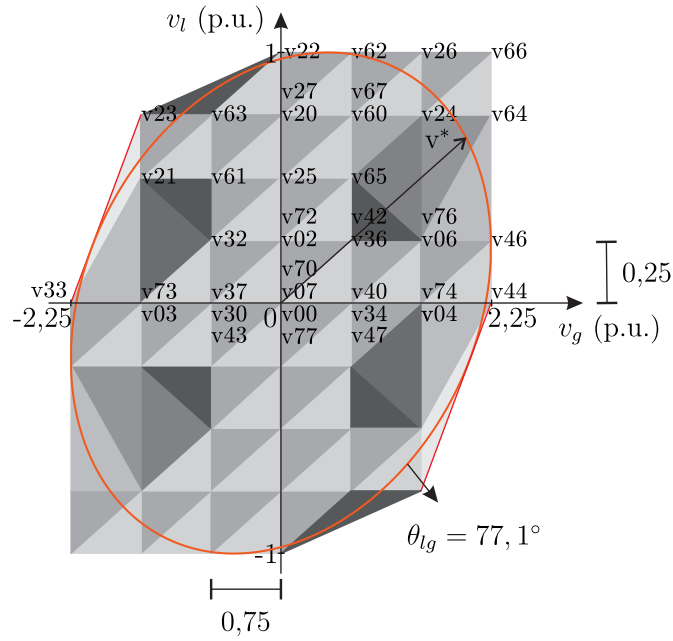


Figura 3.5: Plano vetorial $v_l \times v_g$ obtido pela configuração 6L-2T operando no Cenário *iii* – $E_g = 2V_l^*$ com $\eta_g = 2$ e $\eta_l = 1/3$.

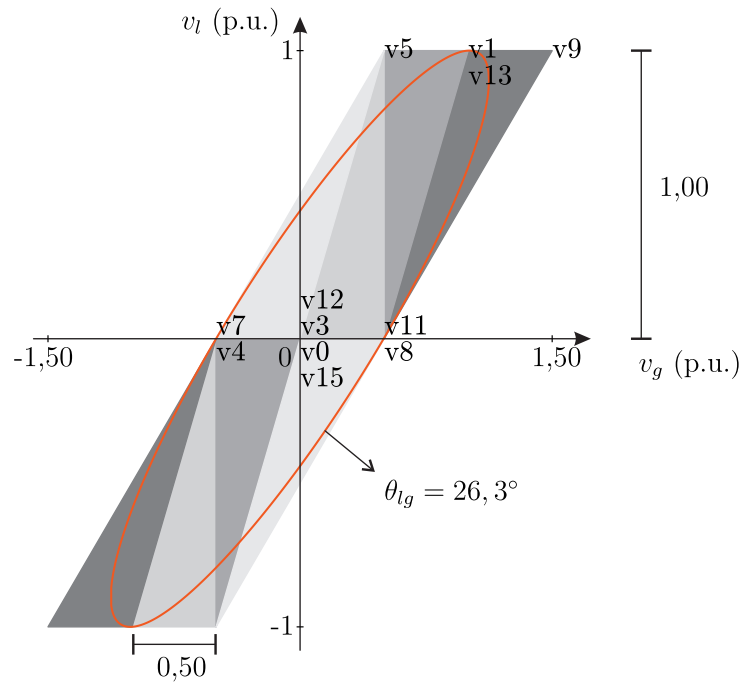


Figura 3.6: Plano vetorial $v_l \times v_g$ obtido pela configuração 4LT operando no Cenário *i* – $E_g = V_l^*$ com $\eta_g = 1/2$.

definem esse setor. Os tempos de aplicação de cada vetor são calculados conforme discutido

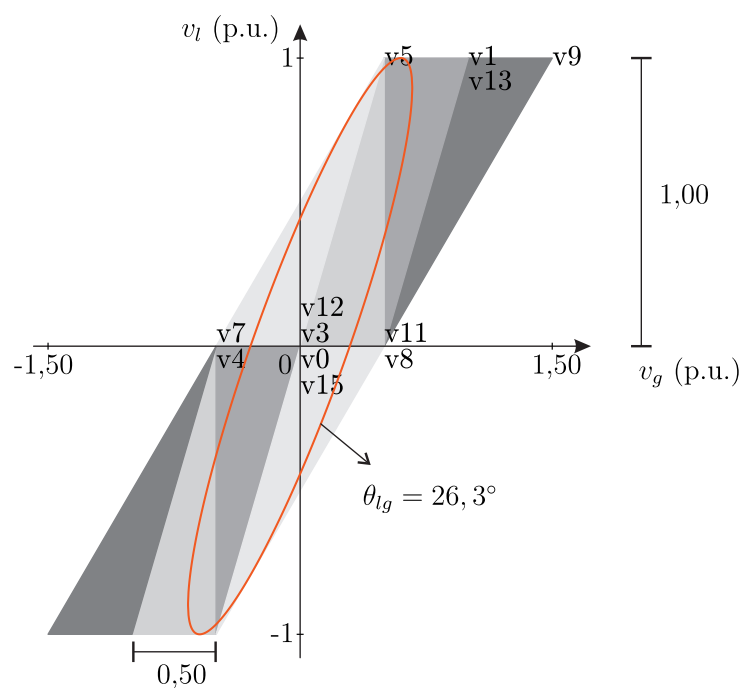


Figura 3.7: Plano vetorial $v_l \times v_g$ obtido pela configuração 4LT operando no Cenário *ii* – $E_g = V_l^*/2$ com $\eta_g = 1/2$.

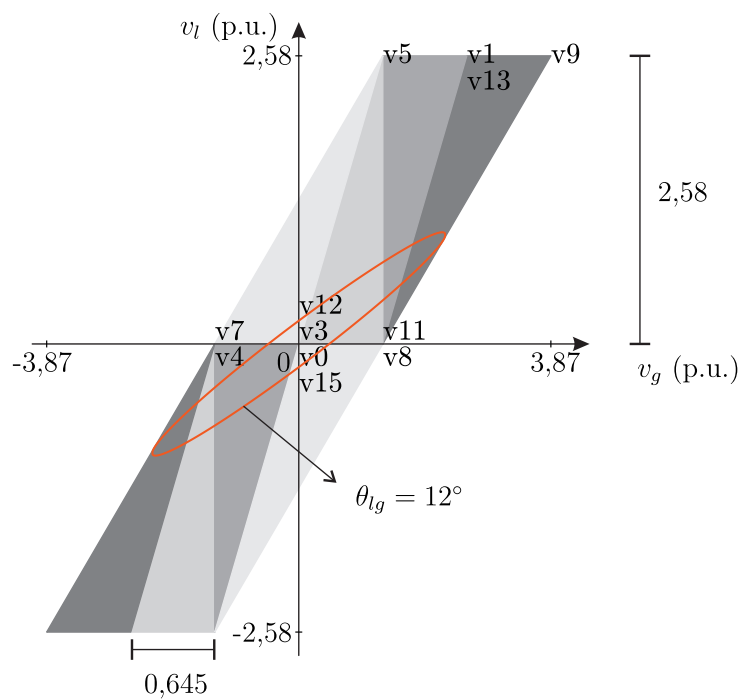


Figura 3.8: Plano vetorial $v_l \times v_g$ obtido pela configuração 4LT operando no Cenário *iii* – $E_g = 2V_l^*$ com $\eta_g = 1/2$.

na Seção 2.2.4.

Pode-se observar que, em muitos setores, o mesmo vetor de tensão pode ser gerado por mais de uma combinação de estados de chaveamento. Esses vetores redundantes e sua sequência de aplicação são selecionados de modo a minimizar a frequência média de chaveamento dos dispositivos semicondutores, e conseqüentemente, reduzir as perdas de chaveamento do conversor proposto. Por exemplo, considere que, de acordo com a Figura 3.4, v^* está localizado no setor limitado pelos vértices que são definidos pelos vetores v_{67} , v_{60} , ou v_{42} (vértice x), v_{62} (vértice y), e v_{66} (vértice z). Então, para minimizar a frequência de chaveamento do conversor, os vetores que deverão ser utilizados para gerar v^* são v_{60} $[1, 1, 0, 0, 0, 0]$, v_{62} $[1, 1, 0, 0, 1, 0]$ e v_{66} $[1, 1, 0, 1, 1, 0]$, que deverão ser aplicados nessa sequência. Nesse caso, apenas as chaves q_{g_b} e q_{l_b} mudarão de estado durante o período T .

3.2.4 Intervalos de Sincronização

As Figuras 3.3-3.5 apresentam os planos vetoriais obtidos considerando a tensão do barramento CC do conversor proposto igual ao seu valor mínimo calculado a partir de (3.14) e especificado na Tabela 3.1 para cada cenário analisado. Essas figuras também mostram a trajetória elíptica descrita pelo vetor de referência v^* , assumindo que o ângulo entre as tensões v_g^* e v_l^* , denominado θ_{lg} , é igual ao seu valor máximo ($\theta_{lg} = \theta_{lg_{max}}$). Para $|\theta_{lg}| < \theta_{lg_{max}}$, v^* descreve uma trajetória no interior dos planos vetoriais apresentados. Por outro lado, quando $|\theta_{lg}| > \theta_{lg_{max}}$, alguns valores de v^* estarão localizados fora dos planos vetoriais, significando que não há vetores disponíveis no plano para gerar v^* . Nesse caso, para que v^* fique localizado no interior do plano vetorial, é necessário expandir o plano aumentando-se a tensão do barramento CC. Portanto, o conversor proposto pode operar com $|\theta_{lg}| > \theta_{lg_{max}}$, desde que o valor da tensão do barramento CC seja incrementado de forma correspondente para que o vetor tensão de referência v^* seja definido no interior dos planos vetoriais. No entanto, aumentar a tensão do barramento CC acima do valor mínimo calculado faz o conversor operar com baixo índice de modulação e aumenta os estresses de tensão nos dispositivos semicondutores.

Assumindo que as tensões de referência são definidas $v_g^* = V_g^* \cos(\omega t - \theta_g)$ e $v_l^* = V_l^* \cos(\omega t - \theta_g - \theta_{lg})$, e considerando também que $V_g^* = v_C^* + \eta_g v_C^*$ (3.11) e $V_l^* = v_C^* + \eta_l v_C^*$ (3.12),

os intervalos de sincronização entre v_g^* e v_l^* definidos pelo ângulo θ_{lg} (ver Tabela 3.1) foram obtidos a partir das equações das retas que são cruzadas primeiro pela trajetória elíptica descrita por \mathbf{v}^* à medida que o ângulo θ_{lg} aumenta. Essas retas delimitam os planos vetoriais e estão destacadas em vermelho nas Figuras 3.3-3.5 para melhor compreensão do leitor. Analisando os planos vetoriais para cada caso mencionado na Tabela 3.1, as seguintes condições generalizadas podem ser definidas:

- Se $\eta_g > \eta_l$ e $|\eta_g - \eta_l| \neq 1$:

$$|v_g^* - v_l^*| \leq v_C^* + \eta_g v_C^* \quad (3.15)$$

- Se $\eta_l > \eta_g$ e $|\eta_g - \eta_l| \neq 1$:

$$|v_g^* - v_l^*| \leq v_C^* + \eta_l v_C^* \quad (3.16)$$

- Se $\eta_g - \eta_l = 1$:

$$|(\eta_l/\eta_g)v_g^* - v_l^*| \leq v_C^* + \eta_l v_C^* \quad (3.17)$$

- Se $\eta_g - \eta_l = -1$:

$$|(\eta_l/\eta_g)v_g^* - v_l^*| \leq (\eta_l^2/\eta_g)v_C^* \quad (3.18)$$

Portanto, nas Equações (3.15)-(3.18) são definidos os valores das constantes α_{v_g} e α_{v_C} da Equação (3.13), de acordo com os valores de η_g e η_l .

Para exemplificar o cálculo de $\theta_{lg_{max}}$, considere que o plano vetorial ilustrado na Figura 3.3 obtido para $\eta_g = 1/2$ e $\eta_l = 1/3$. Nesse caso, considerando $V_l^* = 1$ pu, a partir de (3.14) calcula-se $v_{C_{min}}^* = 0,75$ pu e, portanto, usando as condições expressas em (3.11) e (3.12), respectivamente, encontra-se $V_g^* \leq 1.125$ pu e $V_l^* \leq 1$ pu. Para manter a tensão do barramento CC no seu valor mínimo nesse cenário de operação, como $\eta_g > \eta_l$ e $|\eta_g - \eta_l| \neq 1$, v_g^* e v_l^* devem satisfazer a condição (3.15). Assumindo que $\theta_g = 0^\circ$, a partir de (3.15) tem-se

$$|1,125e^{j0^\circ} - 1,00e^{j\theta_{lg}}| \leq 1,125 \quad (3.19)$$

Note que, resolvendo-se (3.19), pode-se obter o máximo valor do ângulo permitido entre v_g^* e v_l^* ($\theta_{lg_{max}}$) para manter $v_{C_{min}}^* = 0,75$ pu. Nessas condições, $\theta_{lg_{max}}$ é aproximadamente igual a $63,6^\circ$. A Figura 3.3 apresenta a trajetória elíptica descrita por \mathbf{v}^* quando $V_g^* = 1.125$ pu, $V_l^* = 1$ pu e $\theta_{lg} = 63,6^\circ$.

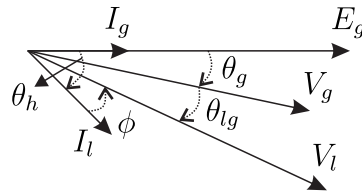


Figura 3.9: Diagrama fasorial da configuração 6L-2T.

Uma característica interessante relacionada ao ângulo θ_{lg} é a possibilidade de defini-lo de modo a reduzir a corrente nos braços compartilhados h_a e h_b . A partir do diagrama fasorial das tensões e correntes apresentado na Figura 3.9 e, de acordo com (3.2) e (3.5), a amplitude das corrente i_h e i_{hb} , I_h e I_{hb} , respectivamente, podem ser expressas como

$$I_h = \sqrt{I_g^2 + I_l^2 - 2I_g I_l \cos \theta_h} \quad (3.20)$$

$$I_{hb} = \sqrt{(\eta_g I_g)^2 + (\eta_l I_l)^2 - 2\eta_g I_g \eta_l I_l \cos \theta_h} \quad (3.21)$$

onde I_g e I_l representam a amplitude das correntes i_g e i_l , respectivamente, e θ_h é o ângulo de fase entre i_g e i_l .

A partir do diagrama fasorial da Figura 3.9, tem-se $\theta_h = \theta_g + \theta_{lg} - \phi$, onde θ_g é o ângulo de fase de v_g e ϕ é ângulo do fator de potência, pode-se observar que os valores mínimos de I_h e I_{hb} são obtidos quando i_g e i_l estão em fase. Isso significa que $\theta_h = 0$. Portanto, para minimizar os valores de i_h e i_{hb} , θ_{lg} deve ser definido como

$$\theta_{lg} = \phi - \theta_g \quad (3.22)$$

Isso significa que, se o valor do ângulo da tensão de referência v_l^* for definido pelo sistema de controle igual ao ângulo do fator de potência da carga, isto é, $\theta_l = \phi$, as correntes nos braços compartilhado serão minimizadas.

Os dados apresentados na Tabela 3.1 mostram que para todos os cenários em que o conversor proposto pode operar, o valor de θ_{lg} pode ser escolhido dentro de uma ampla margem de valores. Isso significa que, mesmo para cargas com baixo fator de potência, é possível escolher o valor de θ_{lg} para minimizar as correntes nos braços compartilhados h_a e h_b .

Para a topologia convencional 4LT, os valores de θ_{lg} devem ser escolhidos obedecendo as seguintes restrições:

- Para o cenário *i*, se $V_g^* \leq 1.125$ pu e $V_l^* \leq 1$ pu, o ângulo de sincronização deve estar dentro do intervalo $|\theta_{lg}| \leq 26,3^\circ$ para manter a tensão do barramento CC mínima correspondente a $v_C^* = 1$ pu (ver Figura 3.6);
- Para o cenário *ii*, se $V_g^* \leq 0.67$ pu e $V_l^* \leq 1$ pu, o intervalo de sincronização permitido para θ_{lg} é $|\theta_{lg}| \leq 26,3^\circ$ para manter $v_C^* = 1$ pu (ver Figura 3.7);
- Para o cenário *iii*, se $V_g^* \leq 2,25$ pu e $V_l^* \leq 1$ pu, o intervalo de sincronização de θ_{lg} deve ser $|\theta_{lg}| \leq 12^\circ$; para operar nessas condições, o valor mínimo da tensão requerida pela topologia 4LT é $v_C^* = 2,58$ pu (ver Figura 3.8).

Portanto, observa-se que, no caso da configuração convencional 4LT, a escolha dos valores de θ_{lg} é bastante limitada em comparação com a configuração proposta 6L-2T. Para que a estrutura convencional 4LT opere dentro dos mesmos intervalos de sincronização permitidos pela configuração proposta 6L-2T, a tensão aplicada ao seu barramento CC deverá ser consideravelmente incrementada.

A partir de (3.15)-(3.18) também são definidos os limites de afundamento na tensão da rede elétrica com o quais a configuração proposta pode operar nos cenários estudados. Por meio dessas equações verificou-se que a configuração proposta 6L-2T pode operar com afundamentos de até 100% na tensão da rede elétrica nos três cenários de operação. A configuração 4LT com $\eta_g = 1/2$ apresenta limitações para lidar com a afundamentos na tensão da rede elétrica dependendo do cenário de operação nominal. Nos cenários *i* e *iii*, a topologia 4LT pode operar com até 50% e 100% de afundamento na tensão da rede elétrica. No cenário *ii*, a topologia 4LT não pode compensar afundamentos na tensão da rede elétrica. Portanto, a configuração proposta 6L-2T apresenta maior capacidade de lidar com afundamentos na tensão da rede elétrica.

3.2.5 Sistema de Controle

Os diagramas de controle e de potência da configuração 6L-2T são mostrados na Figura 3.10. O bloco R_{v_C} representa um controlador PI convencional que recebe o erro $v_C^* - v_C$

e gera a amplitude de referência da corrente da rede elétrica, representada por I_g^* . O bloco PLL (Santos Filho et al., 2008) é utilizado para rastrear o ângulo de fase da tensão e_g (representado por δ_g) e fornecê-lo ao bloco $GEN - i_g^*$, responsável por gerar a corrente de referência i_g^* sincronizada com a tensão e_g , mantendo assim o fator de potência da rede controlado próximo do valor unitário. Para controlar a corrente senoidal i_g utiliza-se um controlador PI de dupla sequência (Jacobina et al., 2001b), representado pelo bloco R_{i_g} , que recebe o erro $i_g - i_g^*$ e fornece na saída a tensão de referência v_g^* .

O bloco $GEN - v_l^*$ fornece a tensão de referência v_l^* a partir de uma amplitude (V_l^*) e uma ângulo θ_l de referência, definido de acordo com os limites estabelecidos para $\theta_{lg} = \theta_l - \theta_g$, como especificados na Tabela 3.1, para manter a tensão do barramento no seu valor mínimo.

Uma vez que as tensões de referência v_g^* e v_l^* são determinadas e fornecidas ao bloco SV-PWM, a estratégia vetorial discutida é utilizada para definir os estados das chaves do conversor. De acordo com o diagrama de potência, as variáveis e_g , i_g e v_C são medidas pelos sensores e enviadas aos DSP, responsável por executar a técnica de PWM e a estratégia de controle descritas.

3.2.6 Análises Comparativas das Configurações 4LT e 6L-2T

Nesta seção, a configuração convencional 4LT e a configuração proposta 6L-2T são comparadas em termos das distorções harmônicas de tensão e corrente, da frequência de chaveamento dos dispositivos semicondutores, das perdas de potência nos semicondutores e das perdas nos transformadores, nos cenários *i* ($E_g = V_l^*$), *ii* ($E_g = V_l^*/2$) e *iii* ($E_g = 2V_l^*$) especificados na Seção 3.2.2. Os sistemas analisados foram implementados em malha aberta, e as análises foram realizadas para os sistemas em condições nominais de operação, isto é, sem sobretensão ou afundamento na rede elétrica. A configuração 4LT foi simulada utilizando a estratégia SV-PWM discutida em (Rodrigues et al., 2017a), considerando $\eta_g = 1/2$ em todos os cenários de operação considerados. A configuração 6L-2T foi implementada utilizando a estratégia SV-PWM discutida na seção 3.2.3, e os valores de η_g e η_l foram escolhidos para cada cenário de operação conforme especificado na seção 3.2.2. A tensão mínima do barramento CC requerida para cada conversor foi determinada de modo que as configurações pudessem operar com um ângulo mínimo entre v_g^* e v_l^* correspondente a $\theta_{lg} = 12^\circ$, dado que

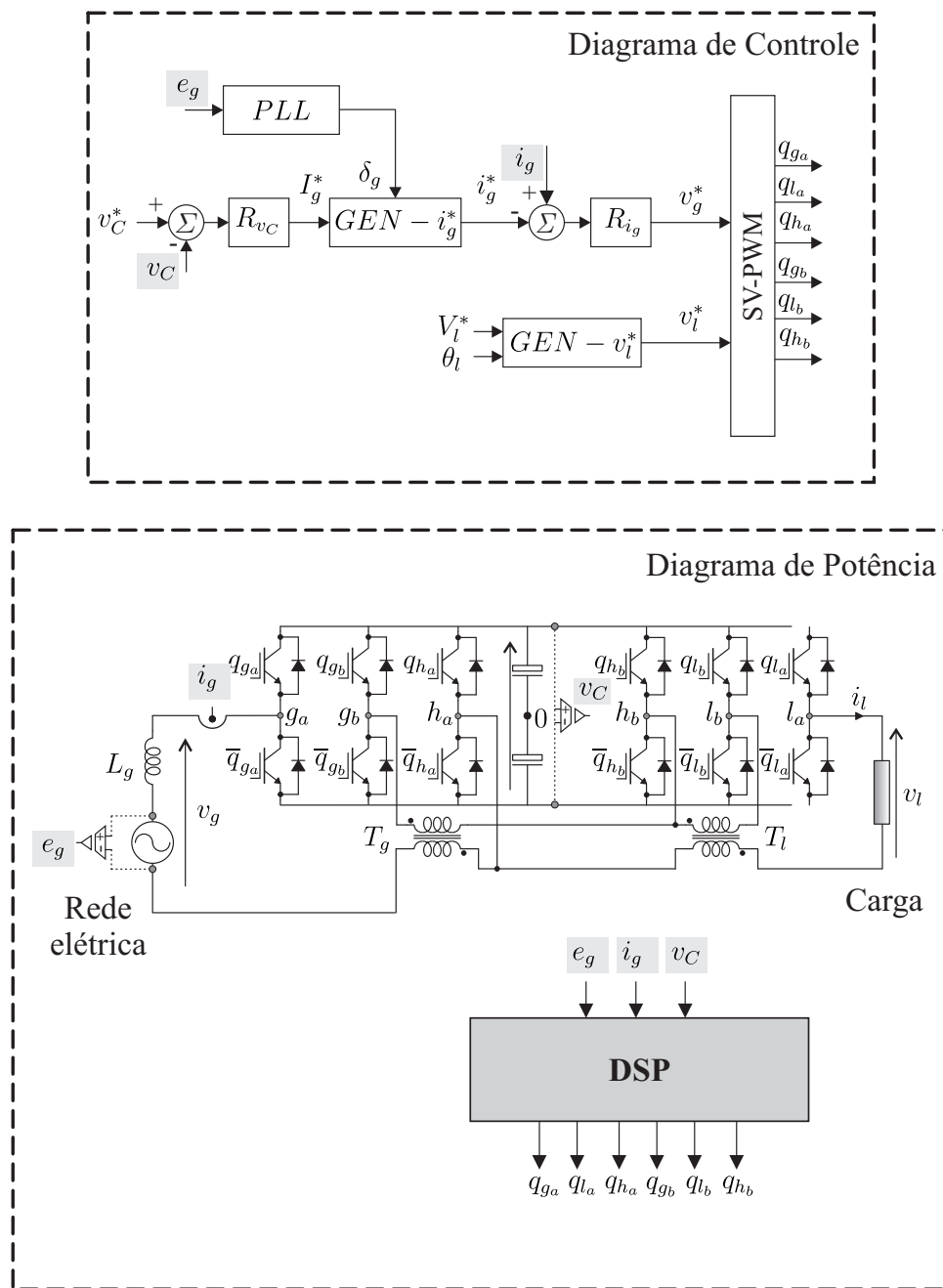


Figura 3.10: Diagramas de controle e de potência para a configuração 6L-2T.

escolheu-se $\theta_l = 0^\circ$ para a tensão de referência da carga. Os parâmetros gerais utilizados nas simulações são descritos na Tabela 3.2.

Distorção Harmônica

A Tabela 3.3 apresenta os resultados de THD e WTHD obtidos para as topologias estudadas. As tensões multiníveis geradas pelos sistemas 4LT e 6L-2T são ilustradas na Figura 3.11.

Tabela 3.2: Parâmetros gerais utilizados na comparação das configurações 4LT e 6L-2T.

Parâmetro		Valor
Frequência de amostragem	f_s	10 kHz
Frequência da rede elétrica e na carga	f_g/f_l	60/60 Hz
Fator de potência da carga	f_p	0,95
Impedância da rede elétrica	Z_g	$0,2Z_b^*$
Fator de potência da rede	f_{pg}	1
Cenário de baixa tensão e baixa corrente		
		220/220 V (<i>i</i>)
Tensão eficaz da rede elétrica e da carga	E_g/V_l^*	110/220 V (<i>ii</i>)
		220/110 V (<i>iii</i>)
Potência da carga	P_l	1 kW
Tensão do barramento CC (6L-2T)	v_C	238,01 V (<i>i</i>)
		158,67 V (<i>ii</i>)
		119,01 V (<i>iii</i>)
Tensão do barramento CC (4LT)	v_C	317,35 V (<i>i</i>)
		317,35 V (<i>ii</i>)
		401,35 V (<i>iii</i>)
Cenário de tensão elevada		
		848/848 V (<i>i</i>)
Tensão eficaz da rede elétrica e da carga	E_g/V_l^*	424/848 V (<i>ii</i>)
		848/424 V (<i>iii</i>)
Potência da Carga	P_l	2,85 a 28,5 kW (<i>i</i>)
		2,85 a 28,5 kW (<i>ii</i>)
		1,425 a 14,25 kW (<i>iii</i>)
Tensão do barramento CC (6L-2T)	v_C	918 V (<i>i</i>)
		612 V (<i>ii</i>)
		459 V (<i>iii</i>)
Tensão do barramento CC (4LT)	v_C	1224 V (<i>i</i>)
		1224 V (<i>ii</i>)
		1548 V (<i>iii</i>)

* Z_b é a impedância de base .

As tensões sintetizadas no cenários *i* (220/220 V) são mostradas nas Figuras 3.11(a) e 3.11(b), respectivamente; no cenário *ii* (110/220 V) estão ilustradas nas Figuras 3.11(c) e 3.11(d), respectivamente; e no cenário *iii* (220/110 V) são mostradas nas Figuras 3.11(e) e 3.11(f), respectivamente. As formas de onda das tensões sintetizadas pelas topologias podem explicar os resultados apresentados na Tabela 3.3.

Observa-se que, para todos os cenários considerados, os valores de WTHD medidos na entrada e na saída do sistema 6L-2T são menores que os obtidos para o sistema 4LT. Esse

Tabela 3.3: WTHD (%) das tensões sintetizadas e THD (%) das correntes na entrada e na saída das configurações 4LT e 6L-2T.

Cenário	Topologia	WTHD		THD	
		v_g	v_l	i_g	i_l
i ($E_g = V_l^*$)	4LT	0,14	0,27	0,68	0,84
	6L-2T	0,12	0,06	0,58	0,17
ii ($E_g = V_l^*/2$)	4LT	0,35	0,27	1,75	0,84
	6L-2T	0,11	0,10	0,57	0,31
iii ($E_g = 2V_l^*$)	4LT	0,23	0,74	1,13	2,36
	6L-2T	0,12	0,08	0,58	0,24

resultado era esperado, uma vez que, comparado com o conversor 4LT, o conversor proposto 6L-2T sintetiza as tensões v_g e v_l com maior número de níveis e opera com maior índice de modulação nos dois lados do sistema (ver Figura 3.11). Nota-se também que, os valores de THD obtidos para as correntes i_g e i_l estão correlacionados aos valores de WTHD das tensões v_g e v_l , respectivamente. Em comparação com a configuração 4LT, conseguiu-se uma redução de cerca de 15%, 67%, e 49% na THD da corrente i_g , e 80%, 63% e 90% na THD da corrente i_l nos cenários i , ii e iii , respectivamente, quando a configuração proposta 6L-2T é utilizada. Desse modo, a configuração proposta apresentou melhores resultados em termos de qualidade das tensões geradas e correntes processadas na entrada e na saída do sistema. Essa característica da configuração 6L-2T pode representar também uma redução nas perdas nos dispositivos semicondutores, como será demonstrado no próximo tópico.

Perdas nos Dispositivos Semicondutores

As perdas nos dispositivos semicondutores das configurações investigadas foram estimadas utilizando o modelo apresentado em (Dias et al., 2009) que inclui 1) perdas de condução no IGBT e no diodo; 2) perdas ao ligar e desligar os IGBTs; e 3) perdas por recuperação reversa nos diodos. Essas perdas são divididas em perdas por condução (P_{cd}), chaveamento (P_{sw}) e totais (P_{Ts}). O dispositivo semicondutor utilizado para desenvolver o modelo de perdas foi o módulo *dual* de IGBTs CM50DY-24H 1200 V 50 A, fabricado pela POWEREX, acionado pelo *driver* SKHI-10, fabricado pela SEMIKRON.

As perdas nos semicondutores das topologias 4LT e 6L-2T foram avaliadas em cenários de baixa tensão e baixa corrente e em cenários de tensão mais elevada considerando uma

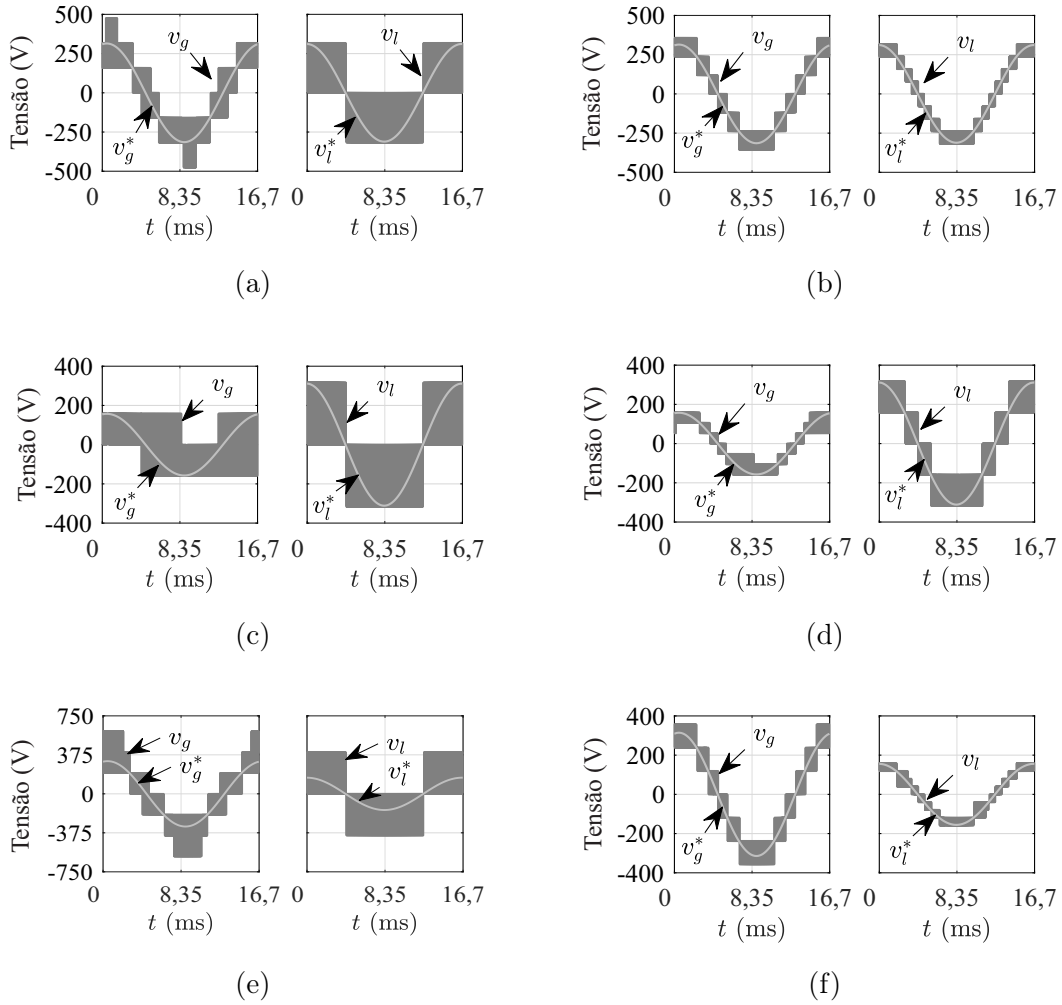


Figura 3.11: Tensões geradas pelos conversores estudados. (a) e (b) para o cenário *i* (220/220 V). (a) Configuração 4LT. (b) Configuração 6L-2T. (c) e (d) para o cenário *ii* (110/220 V). (c) 4LT. (d) 6L-2T. (e) e (f) para o cenário *iii* (220/110 V). (e) 4LT. (f) 6L-2T.

ampla faixa de valores para a corrente na carga. A Tabela 3.4 apresenta os resultados de perdas considerando que os conversores propostos operam em sistemas de baixa tensão e com potência da carga $P_l = 1$ kW. Como pode ser visto, a configuração 6L-2T composta por um número maior de chaves semicondutoras apresentou maiores perdas por condução. Por outro lado, o conversor 6L-2T apresentou menores perdas por chaveamento. Isso se dá porque as chaves do conversor 6L-2T operam com menor tensão de bloqueio em comparação com as chaves do conversor 4LT. Nesse cenário de operação, a redução nas perdas por chaveamento foram mais significantes que o aumento nas perdas por condução. Portanto, mesmo possuindo maior número de chaves, o conversor 6L-2T apresentou menores perdas totais nos semicondutores que o conversor 4LT. De acordo com a Tabela 3.4, a diminuição

Tabela 3.4: Perdas nos dispositivos semicondutores das configurações 4LT e 6L-2T operando em baixa tensão com potência da carga $P_l = 1$ kW.

Cenário	Topologia	P_{cd} (W)	P_{sw} (W)	P_{Ts} (W)
i ($E_g = V_l^*$)	4LT	7,09	46,8	53,87
	6L-2T	15,44	35,28	50,72
ii ($E_g = V_l^*/2$)	4LT	19,41	71,79	91,20
	6L-2T	30,52	31,07	61,59
iii ($E_g = 2V_l^*$)	4LT	15,62	73,48	89,10
	6L-2T	42,01	25,64	67,65

das perdas proporcionada pela configuração proposta corresponde a aproximadamente 6%, 32% e 24% nos cenários i , ii e iii , respectivamente.

Para aplicações com tensão mais elevada, as perdas nas chaves foram medidas em diferentes níveis de potência da carga. Nesse caso, manteve-se a tensão da rede e da carga em valores fixos, e variou-se a amplitude da corrente da carga de 5 a 50 A, mantendo-se constante o fator de potência ($f_p = 0,95$), correspondendo a potências de 2,85 a 28,5 kW nos cenários i e ii e a potências de 1,425 a 14,25 kW no cenário iii . A Figura 3.12 ilustra graficamente o comportamento das perdas totais nos semicondutores (P_{Ts}) dos conversores estudados em função da potência de saída na carga (P_l). Em todos os cenários analisados, o conversor proposto 6L-2T apresentou menores perdas totais nos dispositivos semicondutores. Sendo assim, pode-se concluir que, mesmo aumentando-se a potência da carga, como o conversor proposto está operando em um cenário de maior tensão, a redução nas perdas por chaveamento continua sendo mais significativa que o aumento nas perdas por condução, assim como no cenário de baixa tensão, tornando o conversor proposto 6L-2T mais vantajoso em termos de perdas nos dispositivos semicondutores.

As Figuras 3.12 (a), (b), e (c) apresentam as perdas totais nos cenários i , ii e iii , respectivamente. No cenário i , as chaves do conversor 6L-2T operam com tensão de bloqueio 33% menor que a das chaves do conversor 4LT, resultando em menores perdas por chaveamento. Essa redução compensa o aumento nas perdas por condução em todos os cenários de potência analisados, fazendo com que o conversor proposto obtenha menores perdas totais nos dispositivos semicondutores neste cenário. No cenário ii , pode-se observar que à medida que a potência da carga aumenta, a diferença entre as perdas totais dos dois conversores estudados tende a permanecer aproximadamente constante, com o conversor 6L-2T apresentando

os menores valores de perdas totais. No cenário *iii*, o conversor convencional 4LT apresenta valores muito elevados de perdas por chaveamento, visto que a tensão do barramento CC da topologia convencional deve ser incrementada significativamente para que o conversor opere com a relação de tensão $E_g = 2V_l^*$. Neste último cenário, as perdas totais nos dispositivos semicondutores do conversor 6L-2T foram consideravelmente menores que as perdas nos semicondutores do conversor 4LT.

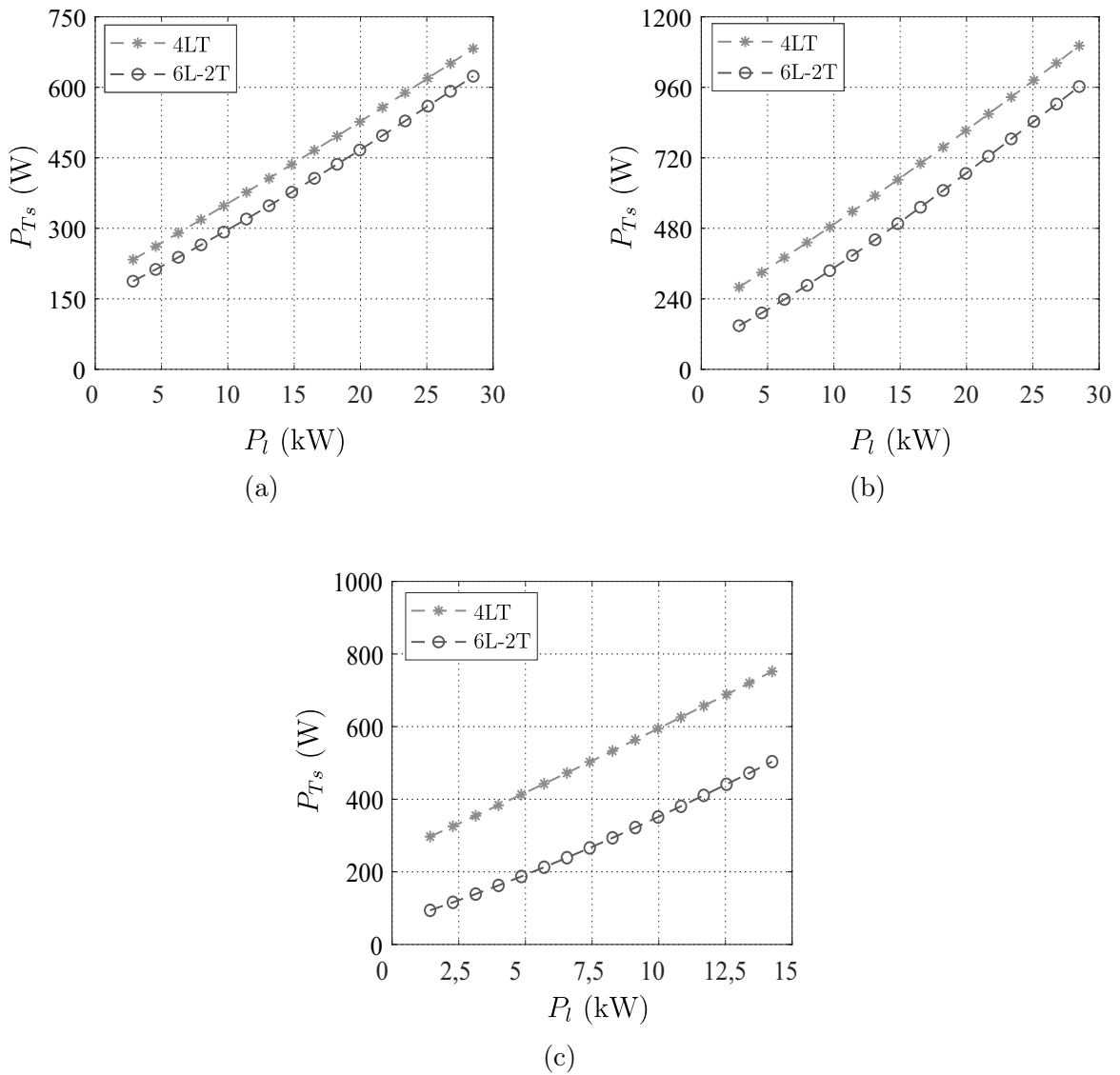


Figura 3.12: Perdas nos dispositivos semicondutores das configurações 4LT e 6L-2T. (a) Cenário *i* ($E_g = V_l^*$). (b) Cenário *ii* ($E_g = V_l^*/2$). (c) Cenário *iii* ($E_g = 2V_l^*$).

A Tabela 3.5 apresenta as frequências médias de chaveamento das chaves semicondutoras das configurações 4LT e 6L-2T, quando os conversores operam com a mesma frequência de

amostragem $f_s = 10$ kHz. Como pode ser visto, as frequências médias de chaveamento das chaves nos braços g_a , g_b , e l_a do conversor 6L-2T são menores que as do conversor 4LT. Em contrapartida, as chaves nos braços compartilhados (h_a e h_b) do conversor 6L-2T chaveiam com maiores frequências de chaveamento. Calculando-se a frequência média total de chaveamento dos conversores pode-se notar que o menor valor é obtido pelo conversor 6L-2T. Essa característica também explica os baixos valores de perdas por chaveamento e perdas totais obtidos pelo conversor proposto em comparação com a configuração convencional.

Tabela 3.5: Frequências médias de chaveamento dos semicondutores das configurações 4LT e 6L-2T operado com a mesma frequência de amostragem $f_s = 10$ kHz.

Cenário	Conversor	f_{g_a} (kHz)	f_{g_b} (kHz)	f_{l_a} (kHz)	f_{l_b} (kHz)	f_{h_a} (kHz)	f_{h_b} (kHz)	f_{med} (kHz)
i ($E_g = V_l^*$)	4LT	11,01	9,48	10,11	—	0,06	—	7,67
	6L-2T	0,78	7,14	0,72	7,50	3,36	15,72	5,87
ii ($E_g = V_l^*/2$)	4LT	9,54	12,72	10,11	—	0,06	—	8,11
	6L-2T	3,72	6,66	0,06	6,66	1,38	14,76	5,54
iii ($E_g = 2V_l^*$)	4LT	12,72	7,26	10,08	—	0,06	—	9,77
	6L-2T	10,80	2,46	0,06	12,36	4,86	6,54	6,18

Perdas nos Transformadores e Perdas Totais

As perdas nos transformadores das configurações 4LT e 6L-2T foram estimadas de acordo com (Méllo e Jacobina, 2019). Para o cálculo das perdas por condução, foi usada como base a resistência equivalente ($R_{eq,j}$) refletida ao lado secundário do transformador, dada por:

$$R_{eq,j} = \eta_j^2 R_{p,j} + R_{s,j} \tag{3.23}$$

onde $R_{p,j}$ e $R_{s,j}$ são, respectivamente, as resistências dos enrolamentos primário e secundário do transformador j ($j = g, l$). Seus valores são determinados a partir de uma resistência de referência R_t , medida de um transformador real com bobinas projetadas para uma tensão eficaz V_t e corrente nominal I_t .

Para realizar a estimativa de perdas, assumiu-se que todos os transformadores foram projetados para o mesmo fator de forma, frequência e fluxo magnético. Desse modo, uma bobina de tensão nominal γV_j tem uma resistência γ vezes maior que a de uma bobina de tensão V_j construída com o mesmo tipo de fio, devido ao aumento correspondente no número de espiras. Em adição, considerou-se também a mesma densidade de corrente em todos os

fios, de modo que, uma bobina com η_j espiras e corrente nominal I_j/γ tem uma resistência γ vezes maior que uma bobina com η_j espiras e corrente I_j . A partir dessas considerações, a resistência R_j de uma bobina qualquer do transformador j pode ser expressa em função de R_t , da seguinte maneira

$$R_j = \frac{V_j I_t}{V_t I_j} R_t \quad (3.24)$$

onde V_j e I_j são, respectivamente, a tensão eficaz e a corrente nominal na bobina considerada. V_t e I_t são obtidos a partir dos dados de placa do transformador, e R_t pode ser obtido a partir do ensaio do transformador. Para a estimação de perdas no transformador apresentada nesta seção, usou-se como referência um transformador monofásico com os seguintes parâmetros $R_t = 0.3 \Omega$, $V_t = 220 \text{ V (RMS)}$ e $I_t = 6,82 \text{ A (RMS)}$. Substituindo esses valores em (3.24), as resistências $R_{p,j}$ e $R_{s,j}$ para uma dada tensão e corrente podem ser determinadas. Então, $R_{eq,j}$ pode ser calculada a partir de (3.23).

Considerando que $I_{s,j}$ é o valor eficaz da corrente no lado secundário do transformador T_j , as perdas por condução do transformado ($P_{wl,j}$) podem ser determinadas por

$$P_{wl,j} = I_{s,j}^2 R_{eq,j} \quad (3.25)$$

Independente do critério utilizado no projeto de um transformador, o ponto de partida do projeto consiste em considerar as perdas no núcleo aproximadamente iguais às perdas por condução nos enrolamentos, embora em um transformador de potência típico que opera em baixa frequência, a razão entre as perdas por condução nos enrolamentos e do núcleo possa chegar a ser maior que 5:1 (Hurley et al., 1998; Hurley e Wölfle, 2013). Para fins de comparação, nesta seção, considerou-se as perdas no núcleo do transformador ($P_{cl,j}$) aproximadamente iguais as perdas por condução nos enrolamentos. No entanto, se uma metodologia otimizada for adotada no projeto dos transformadores usados nos conversores pospostos, considerando um ponto de operação específico desses dispositivos, perdas totais menores do que as estimadas aqui podem ser obtidas (Hurley e Wölfle, 2013). Portanto, a expressão utilizada para calcular as perdas totais (P_{T_j}) no transformadores T_j das configurações estudadas é dada por:

$$P_{T_j} = P_{wl,j} + P_{cl,j} \approx 2P_{wl,j} \quad (3.26)$$

A partir das perdas nos dispositivos semicondutores (P_{T_s}), calculadas na seção anterior, e das perdas nos transformadores P_{T_t} calculadas por meio da expressão 3.26, as perdas totais das configurações estudadas foi calculada por meio da seguinte expressão:

$$P_t = P_{T_s} + P_{T_t} \quad (3.27)$$

A Tabela 3.6 apresenta os valores numéricos obtidos para as perdas nos transformadores no cenário de baixa tensão e de baixa corrente. Pode-se observar que, nos cenários *i* e *iii*, a configuração proposta apresentou maiores perdas totais nos transformadores. Isso pode ser explicado comparando-se a resistência equivalente do transformador conectado em série com a rede das topologias analisadas. Como o transformador T_g do conversor 6L-2T possui maior resistência equivalente, suas perdas por condução serão maiores que as perdas do transformador T_g do conversor 4LT nesses cenários. Além disso, o conversor 6L-2T possui um transformador a mais que o conversor 4LT, o que aumenta ainda mais o valor de P_{T_t} dessa configuração. No cenário *ii*, o transformador conectado em série com a rede possui uma resistência equivalente muito menor que a do transformador do conversor 4LT. Portanto, nesse cenário, mesmo com um transformador a mais, o conversor 6L-2T apresentou menores perdas totais nos transformadores. Em termos de perdas totais (incluindo as perdas nos semicondutores e transformadores), a configuração proposta apresentou melhores resultados que a convencional operando nos cenários *ii* e *iii*, conforme os dados apresentados na Tabela 3.6. No cenário *i*, o conversor 4LT apresentou menores perdas totais. Nesse caso, a redução das perdas nos dispositivos semicondutores do conversor 6L-2T não compensou o aumento das perdas nos transformadores. Sendo assim, o conversor 6L-2T provavelmente se mostrará menos eficiente que o conversor 4LT no cenário *i* operando em baixa tensão. Porém, vale ressaltar que, o conversor proposto gera tensões com menores distorções harmônicas que o conversor convencional neste cenário, tornando-se vantajoso em aplicações em que a qualidade das formas de onda na entrada e na saída do sistema são mais importante que a eficiência do conversor. As menores distorções harmônicas também podem possibilitar a redução das perdas em outros elementos do sistema e talvez compensem o acréscimo de perdas devido ao uso de dois transformadores nesse cenário. Além disso, a frequência de chaveamento do conversor 6L-2T ainda pode ser reduzida até que essa estrutura apresente a mesma distorção harmônica do conversor 4LT. Nesse caso, as perdas nos dispositivos semicondutores do conversor 6L-2T serão ainda menores, podendo chegar a compensar o aumento

Tabela 3.6: Perdas nos transformadores e perdas totais das configurações 4LT e 6L-2T para aplicações de baixa tensão e baixa corrente ($P_l = 1$ kW).

Cenário	Topologia	$R_{eq,g}$ (m Ω)	$R_{eq,l}$ (m Ω)	P_{T_g} (W)	P_{T_l} (W)	P_{T_t} (W)	P_{T_s} (W)	P_t (W)
i ($E_g = V_l^*$)	4LT	180,3	–	7,80	–	7,80	53,87	61,67
	6L-2T	245,2	190,5	10,17	8,86	19,03	50,72	69,75
ii ($E_g = V_l^*/2$)	4LT	228,9	–	38,31	–	38,31	91,20	129,51
	6L-2T	47,4	378,1	7,99	17,66	25,65	61,59	87,24
iii ($E_g = 2V_l^*$)	4LT	471,9	–	19,95	–	19,95	89,10	109,05
	6L-2T	772	447	32,28	8,10	40,38	67,65	108,03

nas perdas nos transformadores, e apresentar perdas totais menores ou semelhantes às do conversor convencional 4LT operando em baixa tensão no cenário i .

As perdas totais das configurações estudadas foram verificadas no cenário de tensão mais elevada variando-se a potência da carga. Os resultados obtidos são apresentados na Figura 3.13. No cenário i , operando com potência da carga $P_l \leq 4,15$ kW, o conversor proposto apresentou as menores perdas totais. Em contrapartida, o conversor proposto apresentou as maiores perdas totais quando $P_l > 4,15$ kW, conforme mostrado na Figura 3.13(a). Esses resultados confirmam que o conversor 6L-2T é mais competitivo em termos de perdas totais para aplicações com tensões elevadas e baixas correntes no cenário em que as tensões nominais da rede e da carga são iguais. Nos cenários ii , o conversor 6L-2T obteve as menores perdas totais em toda faixa de potência analisada, como pode ser visto na Figura 3.13(b). No cenário iii , operando com potência da carga $P_l \leq 10$ kW, o conversor proposto apresentou as menores perdas totais. Em contrapartida, o conversor proposto apresentou as maiores perdas totais quando $P_l > 10$ kW, conforme mostrado na Figura 3.13(c).

Pode-se observar que, quando as perdas nos transformadores são consideradas, a diferença entre as perdas totais das configurações estudadas diminuem (compare as Figuras 3.12 e 3.13). Apesar disso, a configuração proposta 6L-2T continuou apresentando vantagens em termos de perdas de potência, mesmo operando com a mesma frequência de amostragem do conversor convencional 4LT que tem menor número de componentes. Isso acontece porque a maior parte dos dispositivos semicondutores do conversor 6L-2T operam com menor tensão de bloqueio, frequência de chaveamento e corrente, quando comparados aos do conversor 4LT. Em adição, a configuração 6L-2T gera tensões com menores distorções harmônicas. Es-

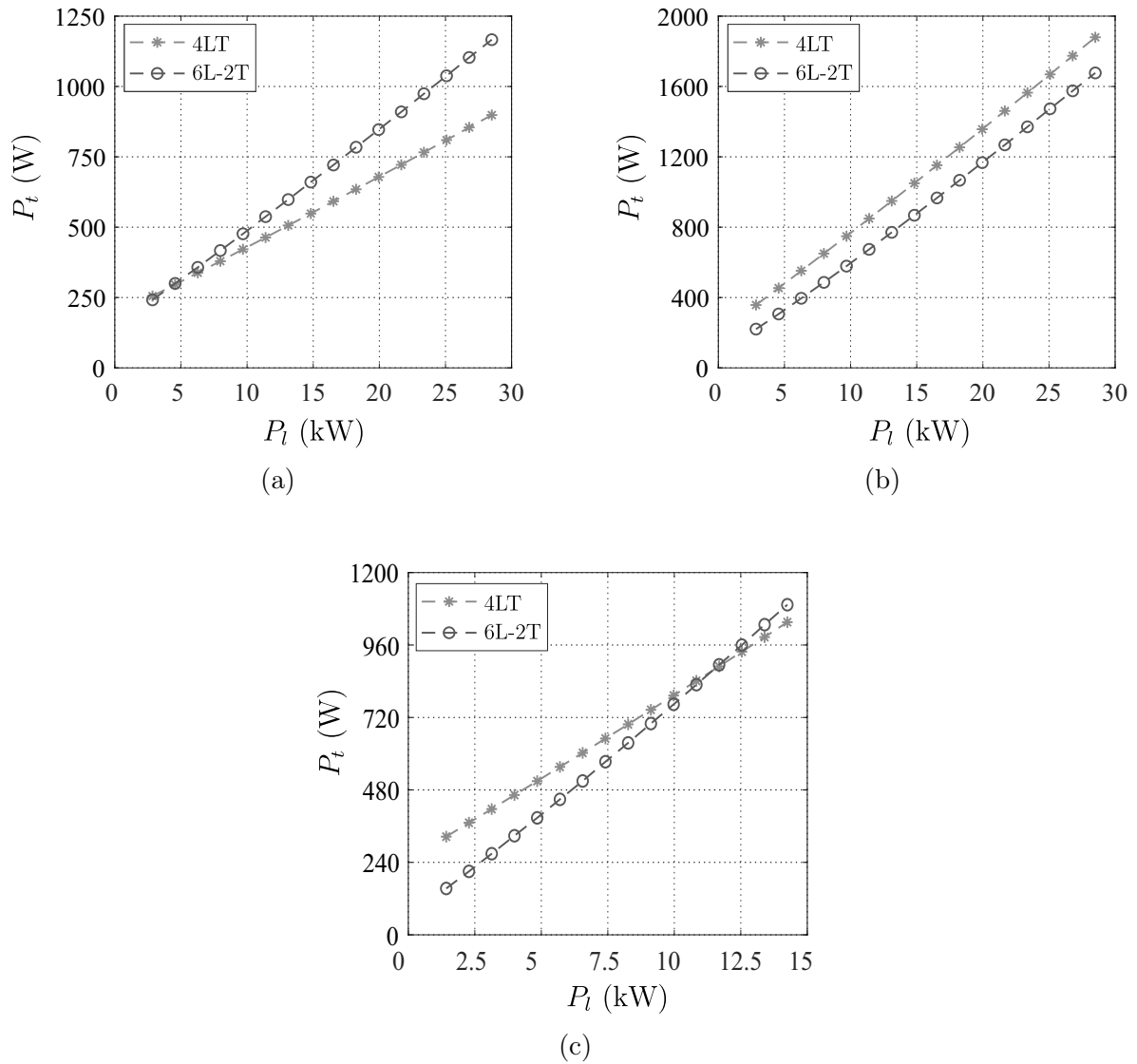


Figura 3.13: Perdas totais das configurações 4LT e 6L-2T. (a) Cenário *i* ($E_g = V_l^*$). (b) Cenário *ii* ($E_g = V_l^*/2$). (c) Cenário *iii* ($E_g = 2V_l^*$).

As características da configuração 6L-2T podem torná-la também mais vantajosa do que a configuração convencional 4LT em termos de custos, mesmo o conversor proposto possuindo maior número de componentes. Isso se dá porque o custo de um dispositivo semicondutor depende significativamente de parâmetros como tensão de bloqueio, frequência de chaveamento e corrente nominal. Além disso, a alta qualidade das tensões e correntes na entrada e na saída do conversor proposto pode significar uma redução no volume e peso dos filtros de saída e, conseqüentemente, também reduzir seus custos.

3.2.7 Resultados de Simulação e Experimentais

Nesta seção, os resultados obtidos por meio de simulações computacionais e testes experimentais são apresentados para a configuração 6L-2T operando em malha fechada. As simulações computacionais e os testes experimentais foram realizados nas mesmas condições de operação com o objetivo de validar as considerações teóricas discutidas. O sistema proposto foi testado em três cenários de operação: *i*) tensão nominal da rede elétrica aproximadamente igual a tensão de referência nominal da carga com sobretensão sustentada de 12% na tensão da rede; *ii*) tensão de referência nominal da carga igual a aproximadamente o dobro da tensão na rede elétrica com sobretensão sustentada de 30% na tensão da rede; e *iii*) tensão nominal da rede elétrica igual a aproximadamente o dobro da tensão de referência da carga com sobretensão sustentada de 12% na tensão da rede. Os resultados mostram as tensões geradas, as correntes da rede e da carga e as variáveis de controle do sistema operando em regime permanente com sobretensão na tensão da rede elétrica. Também é apresentado o comportamento dinâmico do sistema quando submetido a transitórios de tensão e de carga. Os parâmetros especificados na Tabela 3.7 foram usados nos testes.

Tabela 3.7: Parâmetros usados nas simulações e nos experimentos da configuração 6L-2T.

Parâmetro		Cenário <i>i</i>	Cenário <i>ii</i>	Cenário <i>iii</i>
Tensão nominal da rede elétrica (RMS)	E_g	95 V	95 V	100 V
Tensão da rede elétrica com sobretensão (RMS)	E_g	106 V	123 V	112 V
Sobretensão	V_{swell}	12%	30%	12%
Tensão de referência na carga (RMS)	V_l^*	90 V	180 V	50 V
Tensão de referência do barramento CC	V_C^*	100 V	133 V	53 V
Potência aparente da carga	S_l	271 VA	418 VA	200 VA
Fator de potência da carga	f_p	0,96	0,99	0,88
Relação de espiras dos transformadores	η_g	1/2	1/3	2
	η_l	1/3	1	1/3
Capacitância do barramento CC	C	2200 μF		
Frequências da rede elétrica e na carga	f_g/f_l	60/60 Hz		
Frequência de amostragem	f_s	10 kHz		
Indutância no lado da rede elétrica	L_g	7 mH		
Índice de modulação da tensão na saída	m_o	0,95		

Resultados de Simulação

As simulações computacionais foram realizadas utilizando os softwares MATLAB® e DEV-Cpp®. A Figura 3.14 mostra os resultados da configuração 6L-2T operando em regime permanente com sobretensão sustentada de 12% na tensão da rede elétrica no cenário *i*. Na Figura 3.15, são ilustrados os resultados da configuração 6L-2T operando em regime permanente com sobretensão sustentada de 30% na tensão da rede elétrica no cenário *ii*. A Figura 3.16 mostra os resultados da configuração 6L-2T operando em regime permanente com sobretensão sustentada de 12% na tensão da rede elétrica no cenário *iii*. Pode-se verificar que o sistema de controle controlou adequadamente a tensão do barramento CC em torno do seu valor de referência e manteve a corrente de entrada sincronizada com a tensão da rede elétrica, mantendo o fator de potência da rede elétrica unitário. Uma vez que o sistema se manteve estável operando com uma sobretensão sustentada na rede elétrica a tensão na saída continuou a ser gerada com amplitude e frequência fixas nos três cenários analisados.

Resultados Experimentais

Os resultados experimentais para a configuração 6L-2T foram obtidos utilizando a plataforma de desenvolvimento experimental mostrada na Figura 2.9. Nessa figura também são mostrados os transformadores de baixa frequência (1,5 kVA, 220 V, 60 Hz) utilizados na implementação do sistema proposto.

A Figura 3.17 apresenta os resultados experimentais obtidos para a configuração 6L-2T operando em regime permanente com sobretensão sustentada na tensão da rede elétrica. As principais variáveis de entrada (e_g , v_g , i_g) e de saída (v_l , i_l) são mostradas. A Figura 3.17(a) ilustra os resultados para a configuração 6L-2T operando no cenário *i* com sobretensão sustentada de 12% na tensão da rede. A Figura 3.17(b) apresenta os resultados para o conversor 6L-2T operando no cenário *ii* e operando com uma sobretensão sustentada na rede elétrica de 30%. Por fim, a Figura 3.17(c) ilustra os resultados do conversor 6L-2T operando no cenário *iii* compensando uma sobretensão sustentada de 12% na tensão da rede elétrica. Em todos os cenários testados, o sistema de controle implementado funcionou como esperado. A tensão no barramento CC foi controlada em torno do seu valor de referência, possibilitando a geração adequada das tensões v_g e v_l pelo conversor, e a corrente i_g permaneceu sincronizada

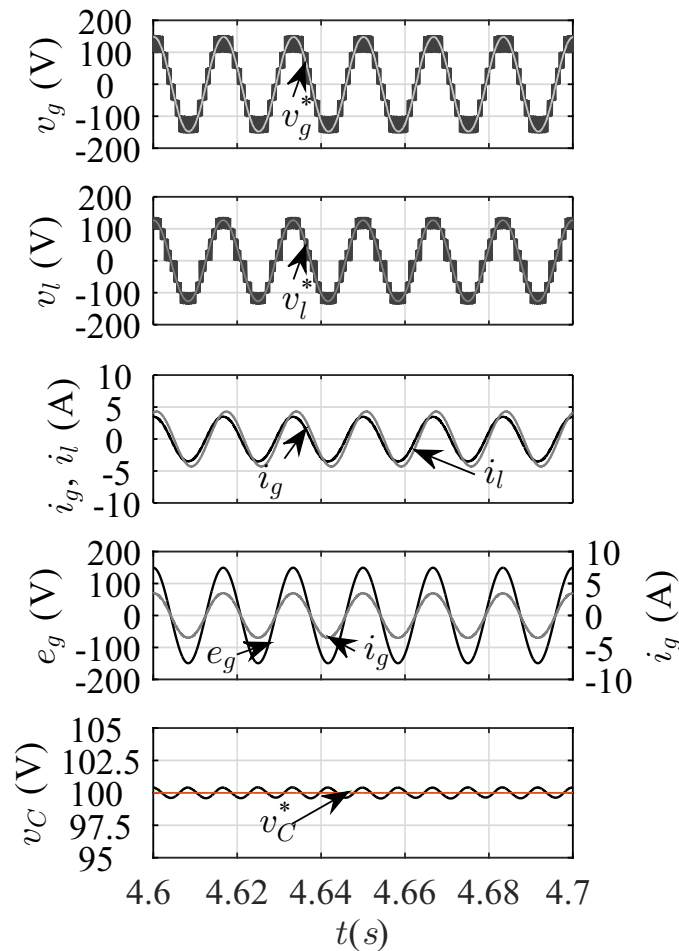


Figura 3.14: Resultados de simulação do controle da configuração 6L-2T no cenário *i* com sobretensão sustentada na rede elétrica de 12%.

com a tensão e_g , maximizando o fator de potência da rede elétrica.

A Figura 3.18 ilustra o desempenho transitório das variáveis i_g e v_C quando o sistema é submetido a transitórios de tensão e de carga. A Figura 3.18(a) mostra o estado transitório do sistema quando ocorre uma sobretensão sustentada na tensão da rede elétrica nos cenários *i*, *ii* e *iii*. No cenário *i*, a tensão eficaz da rede aumenta de $E_g = 95$ V(RMS) para $E_g = 106$ V(RMS); no cenário *ii*, de $E_g = 95$ V(RMS) para $E_g = 123$ V(RMS); e, no cenário *iii*, de $E_g = 100$ V(RMS) para $E_g = 112$ V(RMS). Após o estado transitório, observa-se que a tensão v_C permaneceu controlada, e a corrente de entrada i_g manteve-se sincronizada com a tensão da rede e_g , em todos os cenários testados. Desse modo, as tensões de entrada e saída do conversor continuaram a ser geradas conforme seus valores de referência, mantendo assim a tensão na carga com amplitude e frequência constantes, e o fator de potência na entrada

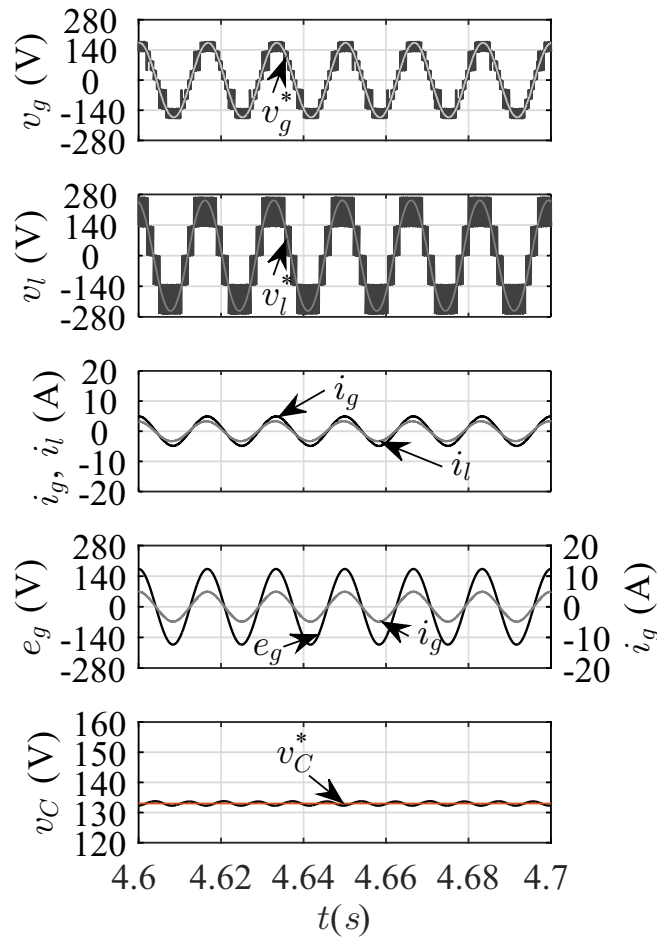


Figura 3.15: Resultados de simulação do controle da configuração 6L-2T no cenário *ii* com sobretensão sustentada na rede elétrica de 30%.

próximo do valor unitário.

A Figura 3.18(b) apresenta o comportamento das variáveis de controle do sistema quando submetido a um transitório de carga nos cenários *i*, *ii* e *iii*. No cenário *i*, aumentou-se a potência aparente da carga de $S_l = 271$ VA para $S_l = 428$ VA (cerca de 58%); no cenário *ii*, de $S_l = 418$ VA para $S_l = 631$ VA (cerca de 51%); no cenário *iii*, de $S_l = 200$ VA para $S_l = 340$ VA (cerca de 70%). Após o transitório de carga, pode-se notar que a tensão do barramento CC retornou ao seu valor de referência e manteve-se regulada, assim como também a corrente i_g permaneceu sincronizada com a tensão e_g . Após o transitório, observa-se que o sistema permaneceu estável.

Sendo assim, os resultados experimentais apresentados em estado de regime permanente e transitório validam os estudos teóricos descritos para a configuração 6L-2T, e demonstram

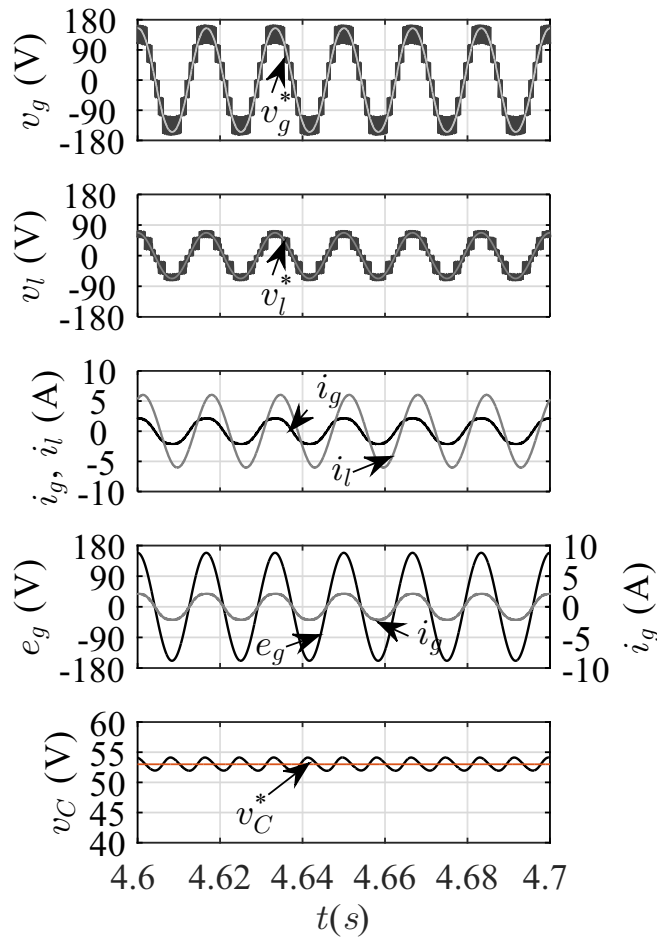
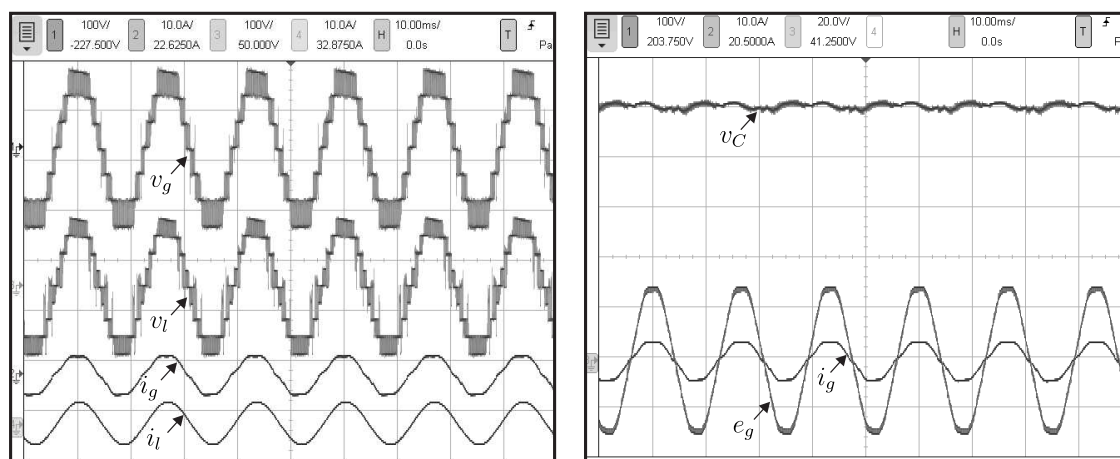
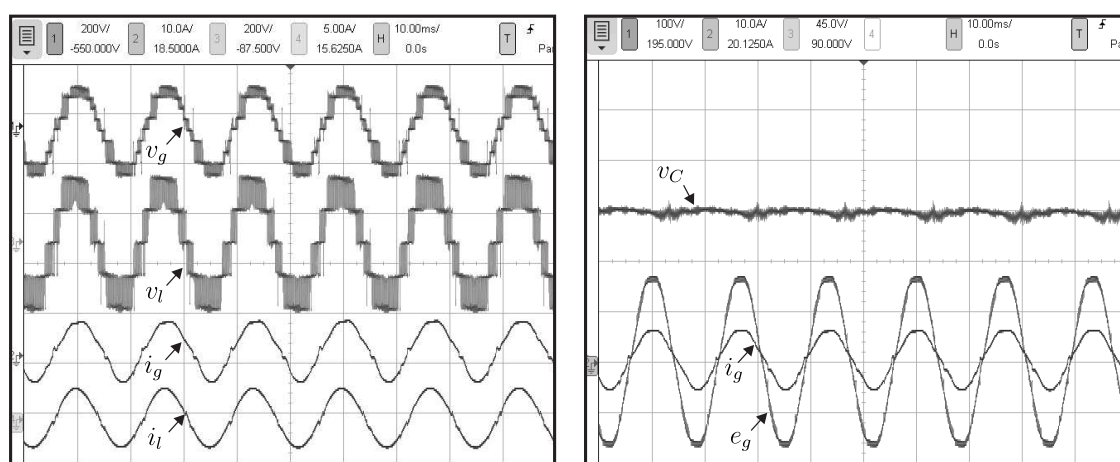


Figura 3.16: Resultados de simulação do controle da configuração 6L-2T no cenário *iii* com sobretensão sustentada na rede elétrica de 12%.

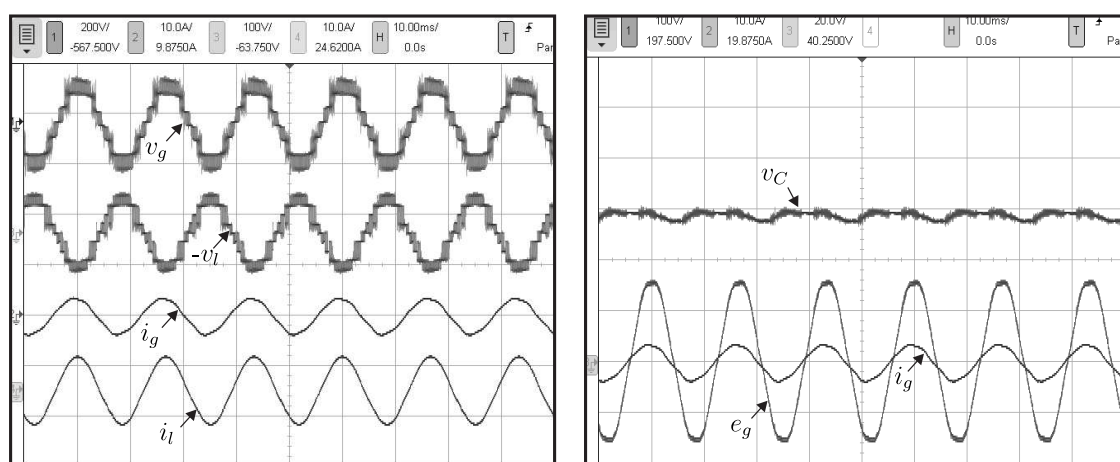
que o conversor proposto é capaz de manter fixa a tensão na carga com amplitude e frequência constantes, mesmo quando ocorrem distúrbios na tensão da rede elétrica ou transitórios de carga. Em adição, a tensão na entrada permaneceu sincronizada com a tensão da rede elétrica, fazendo com que o conjunto conversor mais carga fosse visto pela rede elétrica de forma aproximada como uma carga puramente resistiva, apesar da carga possuir um fator de potência indutivo, demonstrando que o conversor também pode ser empregado como compensador universal de energia elétrica.



(a)

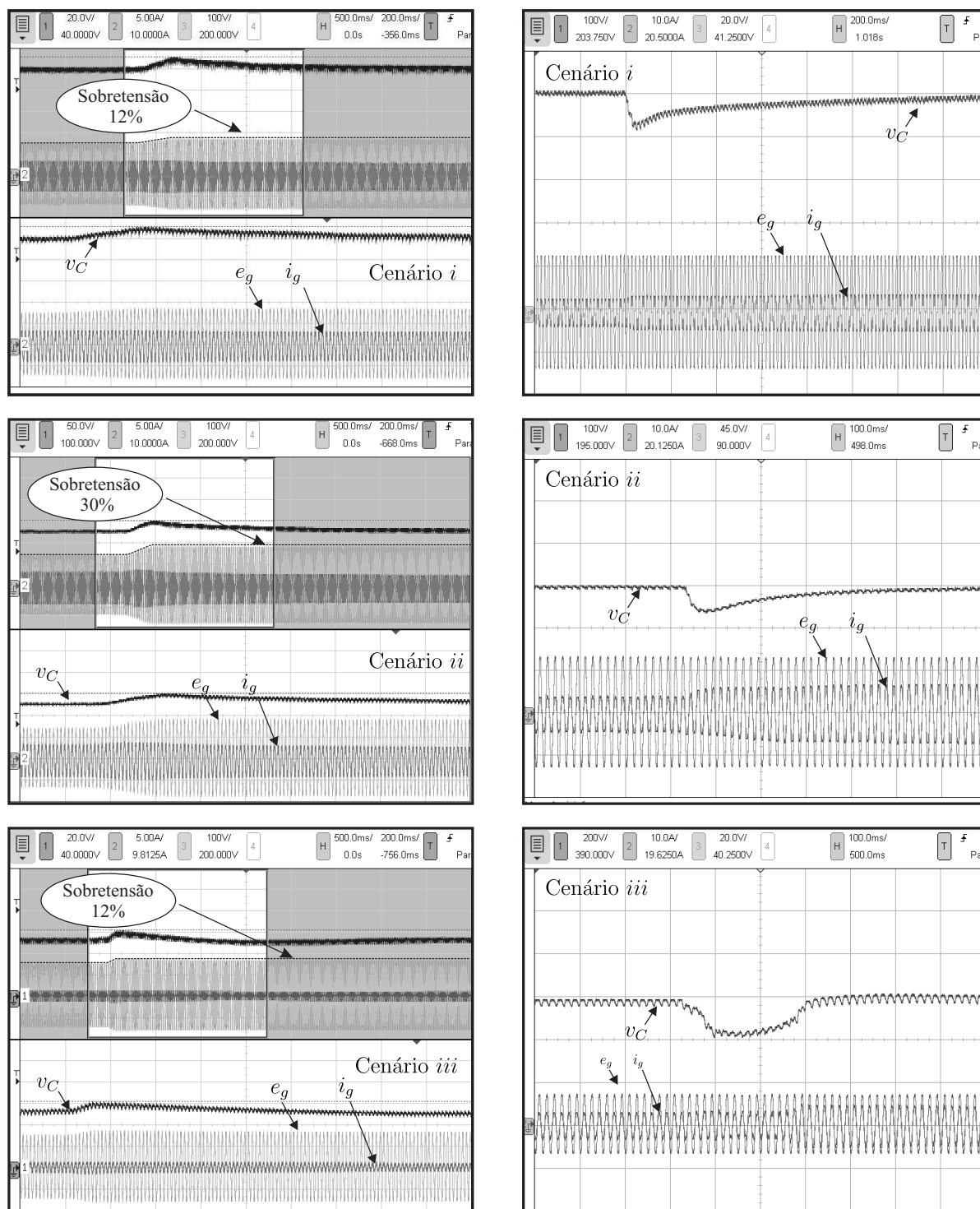


(b)



(c)

Figura 3.17: Resultados experimentais da configuração 6L-2T em regime permanente. (a) Cenário *i* – com sobretensão sustentada de 12% na tensão da rede elétrica. (b) Cenário *ii* – com sobretensão sustentada de 30% na tensão da rede elétrica. (c) Cenário *iii* – com sobretensão sustentada de 12% na tensão da rede elétrica.



(a)

(b)

Figura 3.18: Resultados experimentais da configuração 6L-2T operando em estado transitório. (a) Sobretensão sustentada na tensão da rede elétrica. (b) Transitório de carga.

3.2.8 Conclusões

Nesta seção foi proposto um conversor multinível CA-CC-CA monofásico para aplicações similares às que usam UPSs e UPQCs. A configuração proposta é composta por dois módulos de conversores 3L conectados em série por meio de dois transformadores. Foram apresentadas as principais características do conversor de acordo com a escolha da relação de transformação dos transformadores. Dentre as diversas possibilidades especificadas, três delas foram investigadas mais detalhadamente, pois são as mais promissoras em termos de menor distorção harmônica e estresse nos semicondutores. São elas: $E_g = V_l^*$ com $\eta_g = 1/2$ e $\eta_l = 1/3$ (cenário *i*); $E_g = V_l^*/2$ com $\eta_g = 1/3$ e $\eta_l = 1$ (cenário *ii*), e $E_g = 2V_l^*$ com $\eta_g = 2$ e $\eta_l = 1/3$ (cenário *iii*). Foram discutidos o modelo do sistema, uma estratégia PWM vetorial, e um sistema de controle para regular a tensão do barramento CC e controlar o fator de potência na entrada. As análises comparativas realizadas tomando como referência a configuração convencional 4LT, mostraram que a configuração proposta 6L-2T gera os seguintes benefícios: redução das distorções harmônicas nas tensões chaveadas e correntes de entrada e de saída do sistema, diminuição dos estresses nos dispositivos semicondutores, e redução das perdas de potência totais, em especial, quando operam em aplicações de tensão elevada e baixa corrente. Os resultados de simulação e experimentais demonstraram a operação do sistema com sobretensão sustentada na rede elétrica e sob transitórios de tensão e de carga. Os resultados obtidos confirmaram que o conversor proposto 6L-2T é uma alternativa viável para aplicações em sistemas de conversão e compensação de energia elétrica.

3.3 Configuração 6L-TF e Generalização

Nesta seção, uma família de conversores multiníveis CA-CC-CA monofásicos formados por módulos de conversores 3L conectados em série no lado da rede elétrica por meio de transformadores de baixa frequência e conectados em série no lado da carga sem transformadores é estudada. A conexão em série por meio de transformadores na entrada do sistema proporciona ao conversor a capacidade de compensar sobretensões ou harmônicos de tensão na rede elétrica sem a necessidade de aumentar as tensões dos barramentos CC dos módulos 3L. Os conversores propostos também podem mitigar afundamentos na tensão da rede elétrica. Dessa forma, os conversores propostos podem manter a tensão na carga regulada com amplitude e frequência fixas, mesmo quando ocorrem distúrbios na tensão da rede elétrica. Os transformadores e os braços dos conversores também são conectados com o objetivo de aumentar o número de níveis da tensão gerada na entrada do sistema, e diminuir a distorção harmônica da corrente de entrada. Portanto, em condições nominais de operação do sistema, os transformadores e braços dos conversores são usados para gerar a tensão multinível no lado da rede elétrica. O perfil dessa tensão pode ser melhorado escolhendo-se adequadamente a relação de espiras dos transformadores. Além disso, por meio do ajuste desse parâmetro é possível que o conversor opere com alto índice de modulação em sistemas com diferentes níveis de tensão na entrada e na saída.

A modelagem do sistema e as estratégias PWM serão discutidas de forma generalizada, de modo que, os estudos apresentados possam ser estendidos para N módulos de conversores 3L conectados em cascata por meio de $N - 1$ transformadores conectados em série no lado da rede elétrica. A Figura 3.19 apresenta o circuito generalizado das configurações estudadas. A fim de avaliar as principais características da família de conversores proposta, duas estruturas derivadas do circuito generalizado, foram investigadas: a configuração 6L-TF (*six-leg with one transformer*), mostrada na Figura 3.20(a), constituída por dois módulos 3L e um transformador; e a configuração 9L-2TF (*nine-leg with two transformers*), mostrada na Figura 3.20(b), constituída por três módulos 3L e dois transformadores. Essas configurações são estudadas em dois cenários de operação: *i*) a amplitude da tensão nominal da rede elétrica é igual a amplitude da tensão nominal de referência da carga; *ii*) a amplitude da tensão de referência nominal da carga é o dobro da amplitude da tensão nominal da rede elétrica. As configurações 6L-TF e 9L-2TF são comparadas com a configuração convencional 4LT,

mostrada na Figura 1.2, em termos de distorção harmônica, classificação dos dispositivos semicondutores e perdas nos dispositivos semicondutores. O sistema de controle que regula as tensões nos barramentos CC e controla o fator de potência da rede elétrica é descrito. A estratégia de controle é discutida e aplicada à configuração 6L-TF. Porém, os estudos realizados podem ser estendidos para as demais configurações derivadas do modelo generalizado. Resultados de simulação e experimentais são apresentados para validar os estudos teóricos, demonstrando a operação da configuração 6L-TF nos cenários de operação *i* e *ii*, compensando sobretensões na rede elétrica e harmônicos provenientes de cargas não lineares. Os estudos e resultados apresentados nesta seção foram publicados em de Lacerda et al. (2018a) e em de Lacerda et al. (2020c).

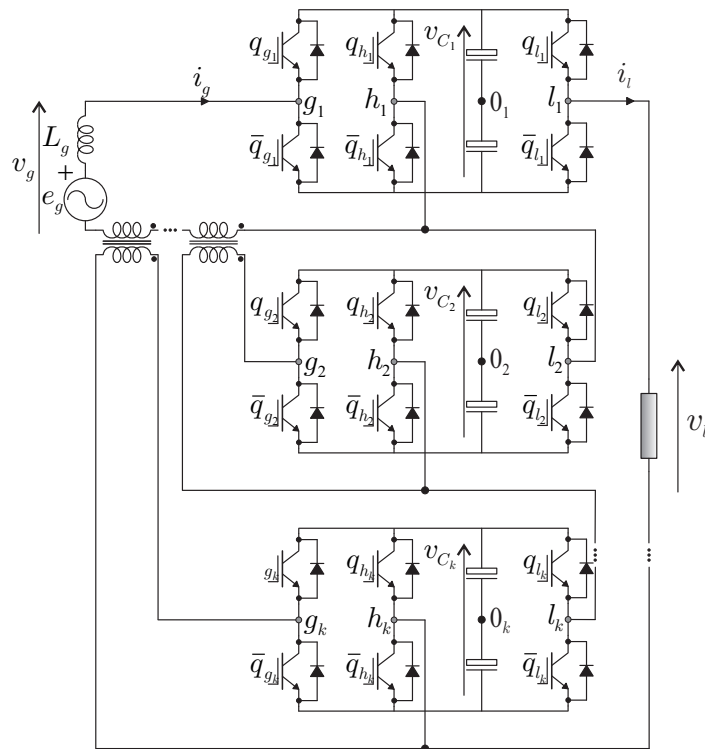


Figura 3.19: Circuito generalizado para as configurações propostas constituídas por N módulos de conversores 3L e $N - 1$ transformadores de baixa frequência conectados em série no lado da rede elétrica.

3.3.1 Modelo do Sistema

O sistema proposto consiste em uma rede elétrica (representada pela tensão e_g) com impedância L_g ($r_g + \frac{d}{dt}l_g$, sendo r_g e l_g a resistência e a indutância associadas ao lado da

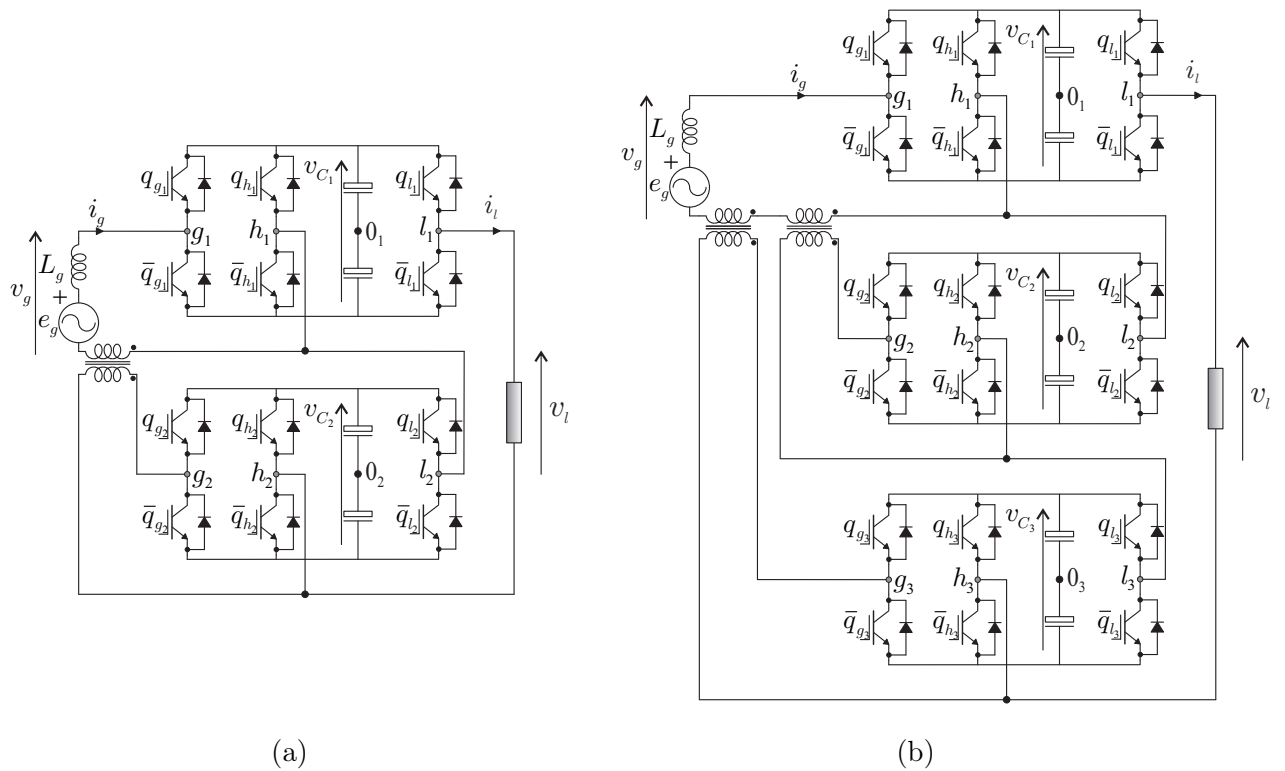


Figura 3.20: Configurações propostas investigadas. (a) Configuração 6L-TF. (b) Configuração 9L-2TF.

rede elétrica). A rede elétrica alimenta uma carga por meio de um conversor CA-CC-CA constituído por N módulos de conversores 3L cujos braços são conectados em cascata por meio de $N - 1$ transformadores no lado da rede elétrica. A Figura 3.21 ilustra o circuito equivalente generalizado para as configurações propostas.

A tensão e_g e a corrente i_g da rede elétrica podem são definidas como

$$e_g = r_g i_g + l_g \frac{di_g}{dt} + v_g \tag{3.28}$$

$$i_g = i_l - i_h \tag{3.29}$$

onde v_g é a tensão gerada pelo conversor do lado da rede; i_g e i_l são as correntes da rede e da carga, respectivamente; e i_h é a corrente no braço compartilhado do módulo 1.

As correntes no primário dos transformadores (i_{gk}) e nos braços compartilhados dos

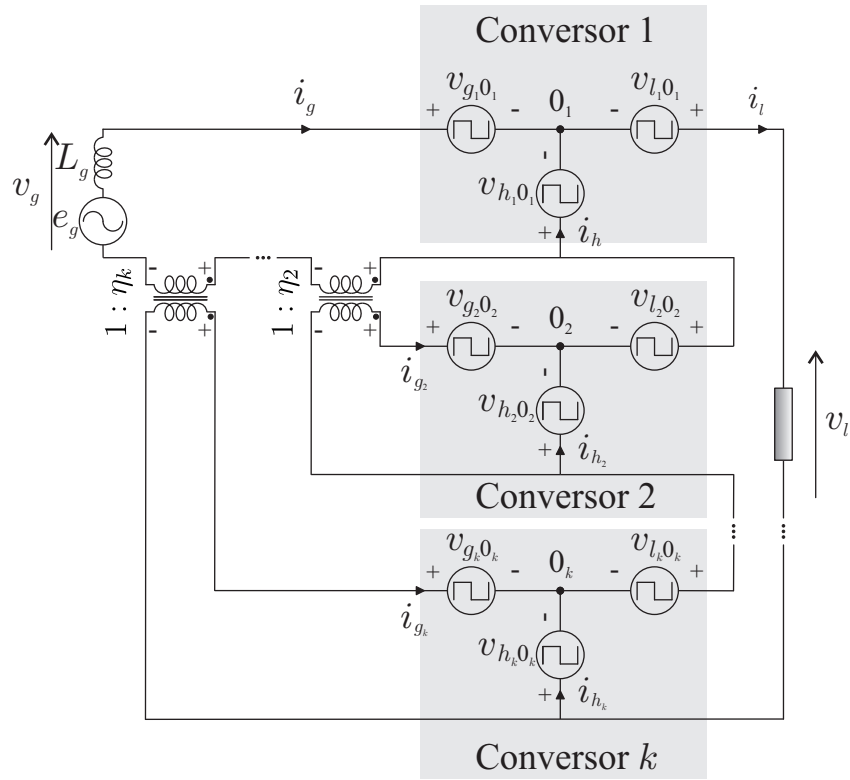


Figura 3.21: Circuito equivalente generalizado das configurações propostas.

módulos 2, ..., k (i_{h_k}) são definidas como

$$i_{g_k} = \eta_k i_g \tag{3.30}$$

$$i_{h_k} = i_l - i_{g_k} \tag{3.31}$$

onde η_k é a relação de espiras do transformador ao qual está conectado o conversor k .

Aplicando a Lei de Kirchhoff das tensões ao circuito equivalente, as tensões geradas pelo conversor na entrada (v_g) e na saída (v_l) do sistema, podem ser expressas do seguinte modo:

$$v_g = v_{g_{1 \rightarrow N}} - v_{h_{g_{1 \rightarrow N}}} \tag{3.32}$$

$$v_l = v_{l_{1 \rightarrow N}} - v_{h_{l_{1 \rightarrow N}}} \tag{3.33}$$

onde

$$v_{g_{1 \rightarrow N}} = v_{g_1 0_1} + \sum_{k=2}^{N_{3L}} \eta_k v_{g_k 0_k} \quad (3.34)$$

$$v_{hg_{1 \rightarrow N}} = v_{h_1 0_1} + \sum_{k=2}^{N_{3L}} \eta_k v_{h_k 0_k} \quad (3.35)$$

$$v_{l_{1 \rightarrow N}} = v_{l_1 0_1} + \sum_{k=2}^{N_{3L}} v_{l_k 0_k} \quad (3.36)$$

$$v_{hl_{1 \rightarrow N}} = v_{h_1 0_1} + \sum_{k=2}^{N_{3L}} v_{h_k 0_k} \quad (3.37)$$

com $k = 2, 3, \dots, N_{3L}$, e N_{3L} é número total de módulos 3L que compõem a configuração.

Para a configuração 6L-TF, mostrada na Figura 3.20(a), as tensões v_g e v_l são representadas por

$$v_g = v_{g_{1 \rightarrow 2}} - v_{hg_{1 \rightarrow 2}} \quad (3.38)$$

$$v_l = v_{l_{1 \rightarrow 2}} - v_{hl_{1 \rightarrow 2}} \quad (3.39)$$

onde

$$v_{g_{1 \rightarrow 2}} = v_{g_1 0_1} + \eta_2 v_{g_2 0_2} \quad (3.40)$$

$$v_{hg_{1 \rightarrow 2}} = v_{h_1 0_1} + \eta_2 v_{h_2 0_2} \quad (3.41)$$

$$v_{l_{1 \rightarrow 2}} = v_{l_1 0_1} + v_{l_2 0_2} \quad (3.42)$$

$$v_{hl_{1 \rightarrow 2}} = v_{h_1 0_1} + v_{h_2 0_2} \quad (3.43)$$

Para a configuração 9L-2TF, mostrada na Figura 3.20(b), as tensões v_g e v_l são representadas por

$$v_g = v_{g_{1 \rightarrow 3}} - v_{hg_{1 \rightarrow 3}} \quad (3.44)$$

$$v_l = v_{l_{1 \rightarrow 3}} - v_{hl_{1 \rightarrow 3}} \quad (3.45)$$

onde

$$v_{g_{1 \rightarrow 3}} = v_{g_1 0_1} + \eta_2 v_{g_2 0_2} + \eta_3 v_{g_3 0_3} \quad (3.46)$$

$$v_{hg_{1 \rightarrow 3}} = v_{h_1 0_1} + \eta_2 v_{h_2 0_2} + \eta_3 v_{h_3 0_3} \quad (3.47)$$

$$v_{l_{1 \rightarrow 3}} = v_{l_1 0_1} + v_{l_2 0_2} + v_{l_3 0_3} \quad (3.48)$$

$$v_{hl_{1 \rightarrow 3}} = v_{h_1 0_1} + v_{h_2 0_2} + v_{h_3 0_3} \quad (3.49)$$

As tensões de polo $v_{s_k 0_k}$ representam as tensões entre os pontos s_k ($s = g, h, l$) e o ponto médio do barramento k (ponto 0_k) ao qual o braço s_k está conectado. As tensões de polo são calculadas por

$$v_{s_k 0_k} = (2q_{s_k} - 1) \frac{v_{C_k}}{2} \quad (3.50)$$

onde v_{C_k} é a tensão CC do barramento k e q_{s_k} representa o estado binário da chave superior do braço s_k . O estado da chave \bar{q}_{s_k} é complementar ao estado da chave q_{s_k} .

3.3.2 Especificação das Tensões dos Barramentos CC e da Relação de Espiras dos Transformadores

Considere que V_g^* e V_l^* representam, respectivamente, a amplitude das tensões de referência v_g^* e v_l^* definidas pelo sistema de controle para o conversor. Quando $V_l^* = 1$ pu, $v_{C_1}^* + v_{C_2}^*$ deve ser no mínimo 1 pu para que a tensão na carga seja sintetizada adequadamente. Nesse caso, o uso dos transformadores torna possível que V_g^* seja maior do que 1 pu sem a necessidade de aumentar o valor de $v_{C_1}^* + v_{C_2}^*$. Isso significa que as configurações propostas podem operar com sobretensões na rede elétrica ou harmônicos de tensão, mantendo tensão na carga regulada.

O valor da relação de espiras dos transformadores combinado com a escolha adequada da relação entre as tensões dos barramentos CC determinam o máximo número de níveis de tensão sintetizados por v_g . Por outro lado, o máximo número de níveis de tensão sintetizados por v_l depende apenas da relação entre as tensões dos barramentos CC. Por exemplo, no caso da configuração 6L-TF, se a relação $\eta_2 v_{C_2}^* / v_{C_1}^*$ ou $v_{C_1}^* / \eta_2 v_{C_2}^*$ é igual a 1, 2, e 3, v_g pode ser sintetizada com até cinco, sete e nove níveis, respectivamente. E, se a relação entre as tensões dos barramentos $v_{C_2}^* / v_{C_1}^*$ ou $v_{C_1}^* / v_{C_2}^*$ é igual a 1, 2, e 3, v_l pode ser sintetizada com até cinco, sete e nove níveis, respectivamente. À medida que o número de módulos 3L aumenta, outras relações do tipo $v_{C_1}^* / \eta_k v_{C_k}^*$ e $v_{C_k}^* / v_{C_1}^*$ podem ser determinadas para maximizar o número de níveis das tensões sintetizadas pelos conversores.

As Tabelas 3.8 e 3.9 especificam as principais características das configurações 6L-TF e 9L-2TF, respectivamente, de acordo com os valores de η_k e com a relação entre as tensões dos barramentos CC. Essas características incluem o máximo número de níveis sintetizados por v_g e v_l , assim como também a máxima porcentagem de sobretensão na rede elétrica que

pode ser compensada (representada por V_{swell}). V_{H_g} representa a porcentagem de tensão excedente disponível na entrada que não pode ser utilizada para compensar sobretensão na tensão fundamental da fonte de alimentação, porém pode ser utilizada para compensar harmônicos de tensão. Os limites especificados para V_{swell} e V_{H_g} foram obtidos a partir de análises e simulações em regime permanente das configurações propostas assumindo diversos valores para o fator de potência da carga e para a tensão da rede. Para cada caso, foi verificada a possibilidade de garantir potência média positiva e negativa nos barramentos k , condição necessária para carregar e descarregar seus capacitores e assim manter as tensões v_{C_k} reguladas adequadamente. Observou-se que, em alguns casos, o balanceamento das tensões v_{C_k} não é possível a partir de determinados valores de v_g acima de 1 pu, limitando a quantidade de sobretensão na tensão fundamental da rede elétrica que pode ser compensada na entrada pelos conversores. Porém, a tensão remanescente ainda pode ser utilizada para compensar harmônicos de tensão.

Tabela 3.8: Características da configuração 6L-TF de acordo com o valor da relação de espiras do transformador e das tensões nos barramentos CC.

Cenário	Relação de Espiras η_2	Tensões dos barramentos CC	Níveis		Compensação na rede elétrica	
			v_g	v_l	V_{swell}	V_{H_g}
1 pu/1 pu	3/2	$v_{C_1}/v_{C_2} = 3$	7	9	12,5%	—
1 pu/1 pu	3/2	$v_{C_2}/v_{C_1} = 2$	9	7	25%	8%
1 pu/1 pu	2	$v_{C_1}/v_{C_2} = 1$	7	5	15%	35%
1 pu/1 pu	2	$v_{C_1}/v_{C_2} = 2$	9	7	25%	8%
1 pu/1 pu	3	$v_{C_1}/v_{C_2} = 3$	5	9	15%	35%
0,5 pu/1 pu	1/2	$v_{C_2}/v_{C_1} = 2$	5	7	5%	28%
0,5 pu/1 pu	2/3	$v_{C_2}/v_{C_1} = 3$	7	9	40%	10%

De acordo com as Tabelas 3.8 e 3.9, as topologias propostas podem ser aplicadas nos seguintes cenários de operação: *i*) as amplitudes das tensões nominais de referência da rede e da carga são as mesmas; e *ii*) a amplitude da tensão nominal de referência da carga é duas vezes a amplitude da tensão nominal da rede elétrica.

Para cada cenário, existem algumas possibilidades para se escolher os valores das relações de espiras dos transformadores e das tensões dos barramentos CC. Neste trabalho, são avaliados os casos que tendem a ser mais promissores em termos de número de níveis de tensão sintetizados por v_g e v_l , e estresse nos dispositivos semicondutores. Os casos selecionados

Tabela 3.9: Características da configuração 9L-2TF de acordo com os valores das relações de espiras dos transformadores e das tensões nos barramentos CC.

Cenário	Relação de Espiras		Tensões dos barramentos CC	Níveis		Compensação na rede elétrica	
	η_2	η_3		v_g	v_l	V_{swell}	V_{H_g}
1 pu /1 pu	2	1	$v_{C_1}/v_{C_2} = 1$ $v_{C_1}/v_{C_3} = 2$	15	11	40%	–
1 pu /1 pu	2	2	$v_{C_1}/v_{C_2} = 2$ $v_{C_1}/v_{C_3} = 2$	7	9	40%	10%
1 pu /1 pu	2	2	$v_{C_1}/v_{C_2} = 2$ $v_{C_1}/v_{C_3} = 4$	11	15	30%	13%
1 pu /1 pu	3/2	3/2	$v_{C_1}/v_{C_2} = 3$ $v_{C_1}/v_{C_3} = 3$	9	11	20%	–
1 pu /1 pu	2	2/3	$v_{C_1}/v_{C_2} = 1$ $v_{C_1}/v_{C_3} = 2$	21	11	10%	23%
0,5 pu /1 pu	1/2	1/2	$v_{C_1}/v_{C_2} = 1/2$ $v_{C_1}/v_{C_3} = 1/4$	9	15	14%	–
0,5 pu /1 pu	1/2	1/2	$v_{C_1}/v_{C_2} = 1$ $v_{C_1}/v_{C_3} = 2$	15	11	20%	20%
0,5 pu /1 pu	1/2	1/2	$v_{C_1}/v_{C_2} = 1$ $v_{C_1}/v_{C_3} = 1/2$	11	9	10%	15%
0,5 pu /1 pu	1/2	1/2	$v_{C_1}/v_{C_2} = 1$ $v_{C_1}/v_{C_3} = 1$	9	7	30%	–

para análise são especificados a seguir:

- Cenário *i*:
 - 6L-TF: $\eta_2 = 3/2$ e $v_{C_2} = 2v_{C_1}$, com $V_{swell} = 25\%$ e $V_{H_g} = 8\%$.
 - 9L-2TF: $\eta_2 = 2$ e $\eta_3 = 1$; $v_{C_1} = v_{C_2}$ e $v_{C_1} = 2v_{C_3}$, com $V_{swell} = 40\%$.
- Cenário *ii*:
 - 6L-TF: $\eta_2 = 2/3$ e $v_{C_2} = 3v_{C_1}$, com $V_{swell} = 40\%$ e $V_{H_g} = 10\%$.
 - 9L-2TF: $\eta_2 = 1/2$ e $\eta_3 = 1/2$; $v_{C_2} = 2v_{C_1}$ e $v_{C_3} = 4v_{C_1}$, com $V_{swell} = 14\%$.

Nesses cenários, as topologias propostas não apresentam restrições quanto ao nível de afundamento na tensão da rede elétrica que pode ser mitigado.

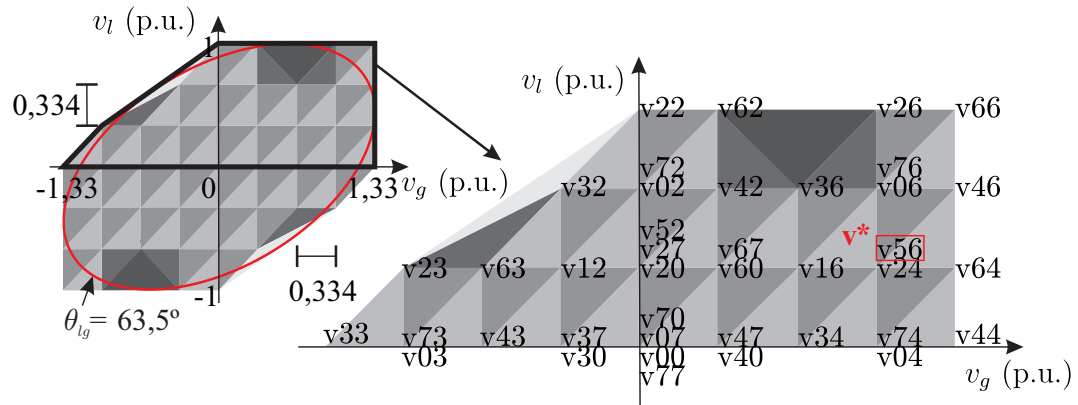
3.3.3 Estratégias de PWM

Nesta seção, são apresentadas duas maneiras de implementar a estratégia de PWM vetorial para a configuração proposta: a estratégia SV-PWM convencional, baseada em um plano vetorial $v_l \times v_g$, em que os tempos de liga/desliga das chaves do conversor são determinados solucionando-se um sistema formado pelas equações (2.50)-(2.52); e, a estratégia LS-PWM (*level-shifted* PWM) na qual os estados das chaves são determinados a partir da comparação das tensões de polo de referência com portadoras triangulares de alta frequência com mesma fase e diferentes amplitudes.

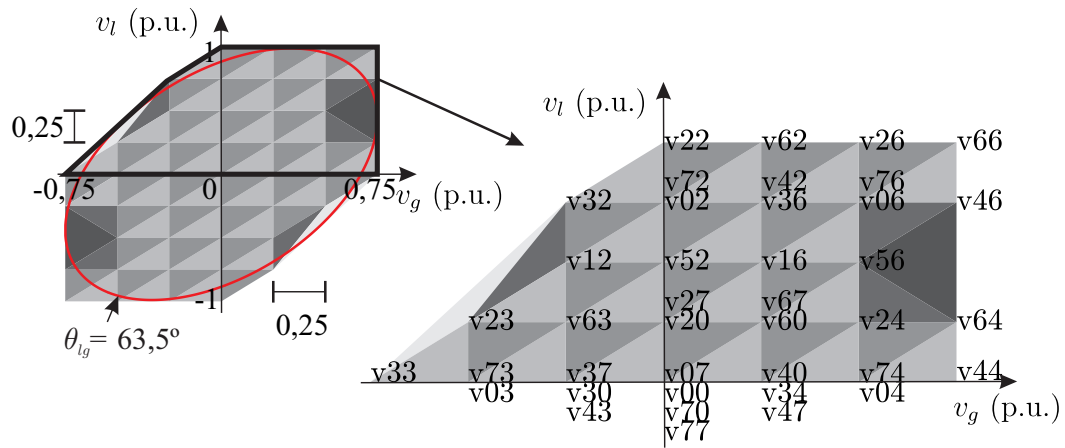
Técnica SV-PWM

As Figuras 3.22(a) e 3.23(a), respectivamente, ilustram os planos vetoriais $v_l \times v_g$ obtidos para as configurações 6L-TF e 9L-2TF operando no cenário *i*. As Figuras 3.22(b) e 3.23(b) mostram os planos vetoriais obtidos por 6L-TF e 9L-2TF, respectivamente, operando no cenário *ii*. Os valores nos eixos dos gráficos estão representados em pu, considerando como valor de base a amplitude da tensão de referência na carga. Cada triângulo é um setor no plano e cada vértice representa um vetor do tipo $v_{n_1 n_2 \dots n_k} = v_g + jv_l$, onde $n_1 n_2 \dots n_k$ correspondem as sequências binárias dos estados das chaves $[q_{g_1}, q_{l_1}, q_{h_1}]$, $[q_{g_2}, q_{l_2}, q_{h_2}]$, ..., $[q_{g_k}, q_{l_k}, q_{h_k}]$, respectivamente, convertidos para números decimais. Por exemplo, na Figura 3.22(a), o vetor $v_{56} = 1,0 + j0,33$ é definido pela seguinte combinação de chaves: $q_{g_1} = 1$, $q_{l_1} = 0$, $q_{h_1} = 1$ ($n_1 = 5$) e $q_{g_2} = 1$, $q_{l_2} = 1$, $q_{h_2} = 0$ ($n_2 = 6$). Como a distribuição dos vetores no plano é simétrica, as Figuras 3.22 e 3.23 apresenta apenas os vetores e estados de chaveamento quando $v_l \geq 0$. Isso significa que, se v_{626} mostrado na Figura 3.23(a) corresponde ao vetor $0,6 + j1,0$ pu, v_{151} corresponderá ao vetor $-0,6 - j1,0$ pu. Considerando o caso generalizado, existem $2^{3N_{3L}}$ vetores de tensão no plano vetorial de uma configuração derivada do modelo generalizado composta por N_{3L} módulos. Sendo assim, os planos vetoriais das configurações 6L-TF e 9L-2TF têm 64 e 512 vetores de tensão, respectivamente. Os planos vetoriais apresentados para as topologias investigadas nesta seção são resolvidos conforme discutido na Seção 2.2.4.

Para muitos setores dos planos vetoriais $v_l \times v_g$, pode-se notar que existem algumas possibilidades de escolha dos três vetores mais próximos a serem aplicados para sintetizar o



(a)



(b)

Figura 3.22: Planos vectoriais $v_l \times v_g$ gerados pela configuração 6L-TF e os estados de chaveamento quando $v_l \geq 0$. (a) Cenário *i*. (b) Cenário *ii*.

vetor de referência v^* , dado que diferentes combinações de chaves podem corresponder a um mesmo vetor de tensão no plano. Essas redundâncias podem ser selecionadas para minimizar a frequência de chaveamento dos dispositivos semicondutores e assim reduzir as perdas por chaveamento do conversor. Por exemplo, de acordo com a Figura 3.22(a), o vetor de referência v^* pode ser gerado pela aplicação dos seguintes vetores de tensão: v_{76} ou v_{06} (vértice x), v_{16} (vértice y), e v_{56} ou v_{24} (vértice z). Portanto, se os vetores v_{06} $[0, 0, 0, 1, 1, 0]$, v_{16} $[0, 0, 1, 1, 1, 0]$ e v_{56} $[1, 0, 1, 1, 1, 0]$ forem escolhidos e aplicados simetricamente nessa sequência durante o período de amostragem T , v^* será sintetizado com a mínima frequência de chaveamento, pois apenas as chaves q_{ga} e q_{ha} irão mudar de estado durante o período T .

Deve-se também levar em consideração que, os vetores de tensão aplicados podem resultar em diferentes contribuições de corrente para os barramentos CC, por isso, a escolha desses vetores também deve ser feita de modo a permitir que os conversores operem com as tensões nos barramentos CC balanceadas.

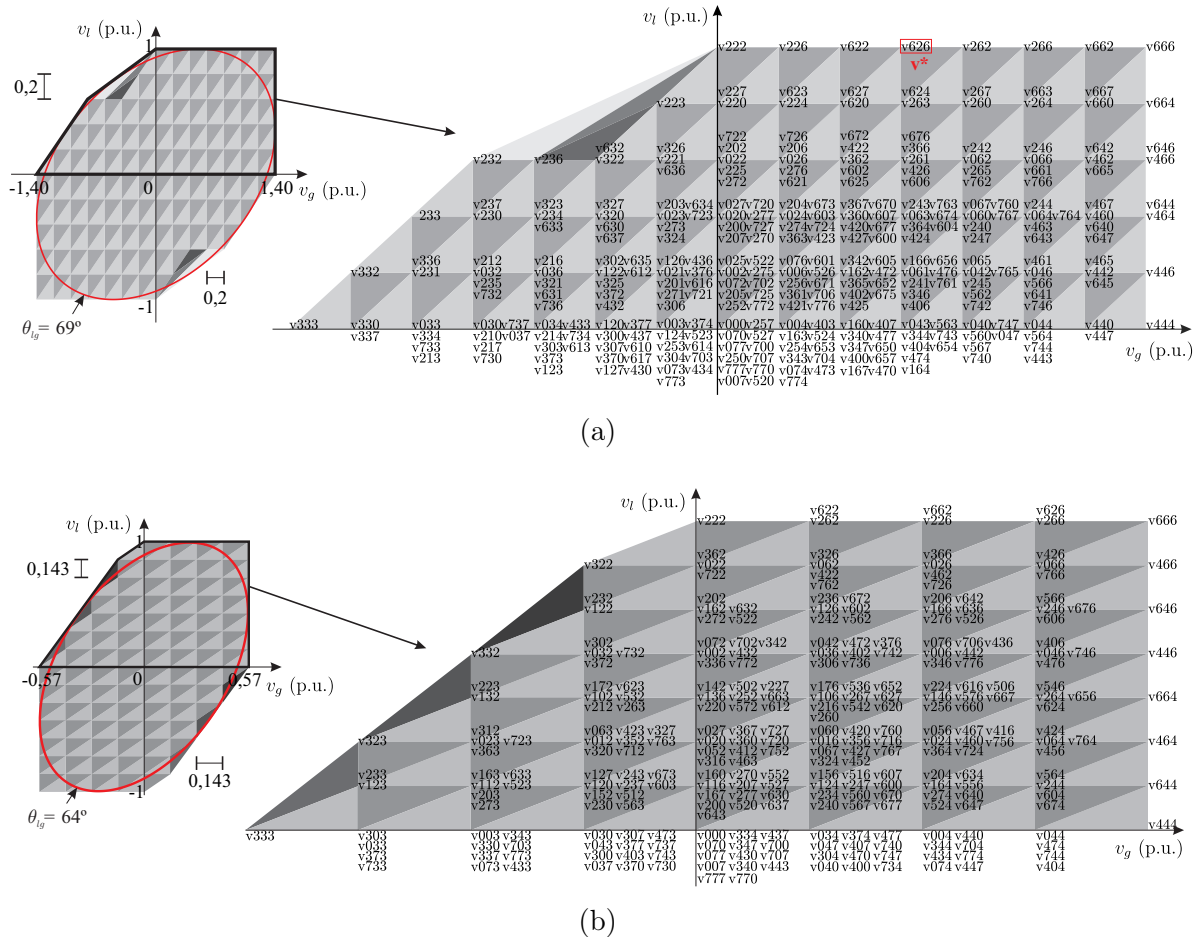


Figura 3.23: Planos vetoriais $v_l \times v_g$ gerados pela configuração 9L-2TF e os estados de chaveamento quando $v_l \geq 0$. (a) Cenário *i*. (b) Cenário *ii*.

Técnica LS-PWM

A técnica SV-PWM discutida na seção anterior pode ser emulada utilizando a técnica LS-PWM, que é mais facilmente implementada em certos tipos de microcontroladores, como os DSPs (do inglês *Digital Signal Processor*).

Considerando o caso generalizado para as configurações propostas, pode-se observar que as tensão de referência v_g^* e v_l^* fornecidas pelo sistema de controle, podem ser usadas para

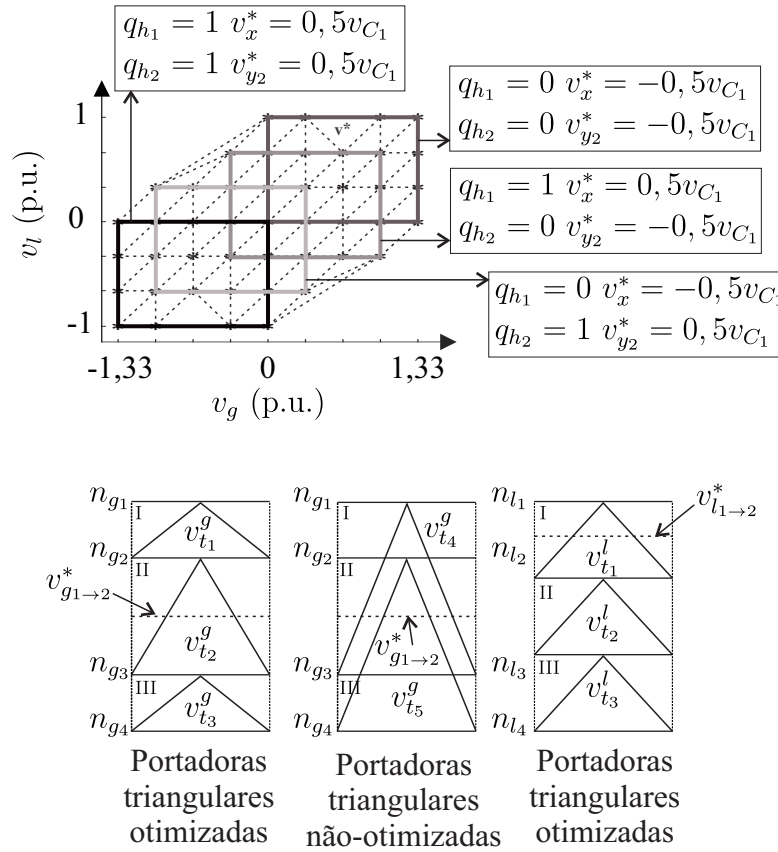


Figura 3.24: Equivalência entre as técnicas SV-PWM e LS-PWM.

definir os valores das variáveis $v_{g1 \rightarrow N}$, $v_{l1 \rightarrow N}$, $v_{hg1 \rightarrow N}$, e $v_{hl1 \rightarrow N}$, de acordo com (3.32) e (3.33). Porém, para ser possível definir essas quatro variáveis de referência, duas variáveis auxiliares denominadas v_x^* e $v_{y_k}^*$ são introduzidas. A partir de (3.32)-(3.37), têm-se que

$$v_{g1 \rightarrow N}^* = v_g^* + v_{hg1 \rightarrow N}^* \quad (3.51)$$

$$v_{l1 \rightarrow N}^* = v_l^* + v_{hl1 \rightarrow N}^* \quad (3.52)$$

$$v_{hg1 \rightarrow N}^* = v_x^* + \sum_{k=2}^N \eta_k v_{y_k}^* \quad (3.53)$$

$$v_{hl1 \rightarrow N}^* = v_x^* + \sum_{k=2}^N v_{y_k}^* \quad (3.54)$$

onde $v_x^* = v_{h10_1}^*$ e $v_{y_k}^* = v_{h_k0_k}^*$.

Os estados das chaves nos braços compartilhados h_k são definidos de acordo com a localização de v^* no plano vetorial $v_l \times v_g$. Essas chaves permanecem grampeadas durante o período de amostragem T . Uma vez determinados os estados de chaveamento $[q_{h1}, q_{h2}, \dots, q_{h_k}]$, os valores das variáveis auxiliares v_x^* e $v_{y_k}^*$ podem ser definidos, e as tensões de referência

$v_{hg_{1 \rightarrow N}}^*$ e $v_{hl_{1 \rightarrow N}}^*$ são obtidas a partir de (3.53) e (3.54), respectivamente. Portanto, usando v_g^* , v_l^* , $v_{hg_{1 \rightarrow N}}^*$ e $v_{hl_{1 \rightarrow N}}^*$, as tensões de referência $v_{g_{1 \rightarrow N}}^*$ e $v_{l_{1 \rightarrow N}}^*$ são calculadas. Por fim, os estados de chaveamento $[q_{g_1}, q_{g_2}, \dots, q_{g_k}]$ e $[q_{l_1}, q_{l_2}, \dots, q_{l_k}]$ são obtidos comparando-se $v_{g_{1 \rightarrow N}}^*$ e $v_{l_{1 \rightarrow N}}^*$ com portadoras triangulares de alta frequência. Definidos os estados de chaveamento do conversor, as tensões de polo podem ser definidas por (3.50), e as tensões na entrada (v_g) e na saída (v_l) das configurações são definidas a partir de (3.32) e (3.33), respectivamente.

A Figura 3.24 ilustra a equivalência entre as estratégias SV-PWM e LS-PWM usando como referência o plano vetorial apresentado na Figura 3.22(a). Como pode ser visto, os estados das chaves q_{h_1} e q_{h_2} são determinados de acordo com a localização de v^* no plano. Nesta figura também estão ilustradas as portadoras triangulares utilizadas para modular as tensões de referência $v_{g_{1 \rightarrow 2}}^*$ e $v_{l_{1 \rightarrow 2}}^*$. Os níveis de tensão parciais indicados na Figura 3.24 para as portadoras triangulares otimizadas e não-otimizadas utilizadas para modular $v_{g_{1 \rightarrow 2}}^*$ e seus correspondentes estados de chaveamento são definidos como $n_{g_1} = v_{C_1}/2 + \eta_2 v_{C_2}/2$ ($q_{g_1} = 1, q_{g_2} = 1$), $n_{g_2} = -v_{C_1}/2 + \eta_2 v_{C_2}/2$ ($q_{g_1} = 0, q_{g_2} = 1$), $n_{g_3} = v_{C_1}/2 - \eta_2 v_{C_2}/2$ ($q_{g_1} = 1, q_{g_2} = 0$) e $n_{g_4} = -v_{C_1}/2 - \eta_2 v_{C_2}/2$ ($q_{g_1} = 0, q_{g_2} = 0$). No caso das portadoras otimizadas utilizadas para modular $v_{l_{1 \rightarrow 2}}^*$, os níveis de tensão parciais e seus estados de chaveamento correspondem a $n_{l_1} = v_{C_1}/2 + v_{C_2}/2$ ($q_{l_1} = 1, q_{l_2} = 1$), $n_{l_2} = -v_{C_1}/2 + v_{C_2}/2$ ($q_{l_1} = 0, q_{l_2} = 1$), $n_{l_3} = v_{C_1}/2 - v_{C_2}/2$ ($q_{l_1} = 1, q_{l_2} = 0$) e $n_{l_4} = -v_{C_1}/2 - v_{C_2}/2$ ($q_{l_1} = 0, q_{l_2} = 0$). Os níveis de tensão parciais são definidos em função da relação de espiras e da relação entre as tensões dos barramentos CC.

As estratégias SV-PWM e LS-PWM são completamente equivalentes quando a trajetória descrita pelo vetor de referência v^* para um dado θ_{lg} (ângulo de fase entre as tensões v_g^* e v_l^*) inclui apenas setores do plano que são triângulos retângulos isósceles. Caso contrário, a estratégia LS-PWM nem sempre será capaz de utilizar os vetores mais próximos para gerar v^* fazendo com que a quantidade de níveis das tensões v_g e v_l geradas pelo conversor seja menor que a quantidade de níveis sintetizados quando se utiliza a estratégia SV-PWM. Como isso acontece em poucas regiões do plano vetorial, a técnica LS-PWM pode ser utilizada para emular a técnica SV-PWM de forma bastante aproximada.

As Figuras 3.22 e 3.23 mostram a trajetória descrita por v^* em cada plano vetorial, considerando que o conversor opera com índice de modulação unitário na entrada e na saída, e θ_{lg} é igual ao seu valor máximo admitido para manter as tensões nos barramentos CC no seus valores mínimos. Em condições nominais de operação, as configurações propostas em

Tabela 3.10: Parâmetros utilizados na nas análises comparativas das configurações 4LT, 6L-TF e 9L-2TF.

Parâmetro		Valor
Tensão da rede elétrica e na carga (RMS)	E_g/V_l	848/848 V (<i>i</i>) 424/848 V (<i>ii</i>)
Tensão do barramento CC (4LT)	v_C	1224 V (<i>i</i>) e (<i>ii</i>)
Tensão do barramento CC (6L-TF)	v_{C_1}/v_{C_2}	408/816 V (<i>i</i>) 306/918 V (<i>ii</i>)
Tensão do barramento CC (9L-2TF)	$v_{C_1}/v_{C_2}/v_{C_3}$	489,60/489,60/244,80 V (<i>i</i>) 174,86/349,71/699,43 V (<i>ii</i>)
Potência da carga	P_l	1,71 – 14,25 kW
Fator de potência da carga	f_p	0,95
Impedância da rede elétrica	Z_g	$0,2Z_b^*$
Fator de potência da rede	f_{pg}	1,00
Frequência da rede elétrica e da carga	f_g/f_l	60/60 Hz
Frequência de amostragem	f_s	10 kHz

* Z_b é a impedância de base.

geral não operam nesses limites e a trajetória descrita por v^* no plano vetorial poderá incluir em sua maioria setores definidos por triângulos retângulos isósceles, tornando possível que a técnica LS-PWM seja utilizada para gerar as tensões na entrada e na saída dos conversores com número de níveis similar ao gerado usando a técnica SV-PWM.

3.3.4 Comparação das Configurações 4LT, 6L-TF e 9L-2TF

Com o propósito de avaliar topologias multiníveis derivadas do modelo generalizado discutido na Seção 3.3.1, duas configurações serão avaliadas nas análises comparativas com o conversor convencional 4LT, são elas: configuração 6L-TF e configuração 9L-2TF. As análises comparativas foram realizadas usando como critério distorção harmônica das tensões e correntes processadas, perdas nos dispositivos semicondutores e estresses de chaveamento. Os sistemas foram simulados em malha aberta e em condições nominais de operação, isto é, sem sobretensão ou afundamento na tensão da rede elétrica. As configurações foram avaliadas em dois cenários de aplicação: *i*) a amplitude de referência da tensão nominal da rede e da carga são iguais ($E_g = V_l^*$); e *ii*) a amplitude de referência da tensão nominal da carga é igual a duas vezes a amplitude da tensão nominal da rede ($E_g = V_l^*/2$). As configurações 4LT, 6L-TF e 9L-2TF foram simuladas usando a técnica SV-PWM. Na Tabela 3.10 estão especificados os parâmetros utilizados nas análises.

Distorção Harmônica

A distorção harmônica das configurações estudadas foi avaliada por meio do cálculo da WTHD das tensões sintetizadas na entrada e na saída dos conversores (v_g e v_l , respectivamente) e pelo cálculo da THD das correntes da rede e da carga (i_g e i_l , respectivamente).

A Figura 3.25 mostra as tensões v_g e v_l sintetizadas pelos conversores. Essas formas de onda podem ser usadas para explicar os resultados de WTHD e THD apresentados na Tabela 3.11. Nos cenários *i* e *ii*, as configurações 6L-TF e 9L-2TF sintetizam v_g e v_l com maior número de níveis e operam com maior índice de modulação na entrada, em comparação com o conversor 4LT. Sendo assim, as configurações propostas apresentaram os menores valores de WTHD.

Os resultados da WTHD das tensões estão correlacionados com os resultados da THD das correntes. Considerando-se como referência a configuração 4LT, no cenário *i*, os valores de THD das correntes i_g e i_l são reduzidos, respectivamente, 27% e 68% para a configuração 6L-TF; e, 64% e 80% para a configuração 9L-2TF. As distorções harmônicas das correntes nas configurações propostas são ainda menores no cenário *ii*. Nesse caso, os valores de THD das correntes i_g e i_l são reduzidos nos percentuais de 64% e 74%, respectivamente, para a configuração 6L-TF; 76% e 86% para a configuração 9L-2TF. Dentre as topologias estudadas nesta seção, a que apresentou os menores valores de WTHD e THD foi a configuração 9L-2TF que gerou as tensões v_g e v_l com maior número de níveis em comparação com as demais topologias.

Tabela 3.11: Resultados de WTHD (%) e THD (%) das configurações 4LT, 6L-TF e 9L-2TF.

Cenário	Topologia	WTHD		THD	
		v_g	v_l	i_g	i_l
<i>i</i> ($E_g = V_l^*$)	4LT	0,136	0,265	0,682	0,841
	6L-TF	0,099	0,086	0,498	0,266
	9L-2TF	0,049	0,055	0,243	0,170
<i>ii</i> ($E_g = V_l^*/2$)	4LT	0,350	0,267	1,755	0,844
	6L-TF	0,125	0,071	0,630	0,220
	9L-2TF	0,082	0,037	0,414	0,116

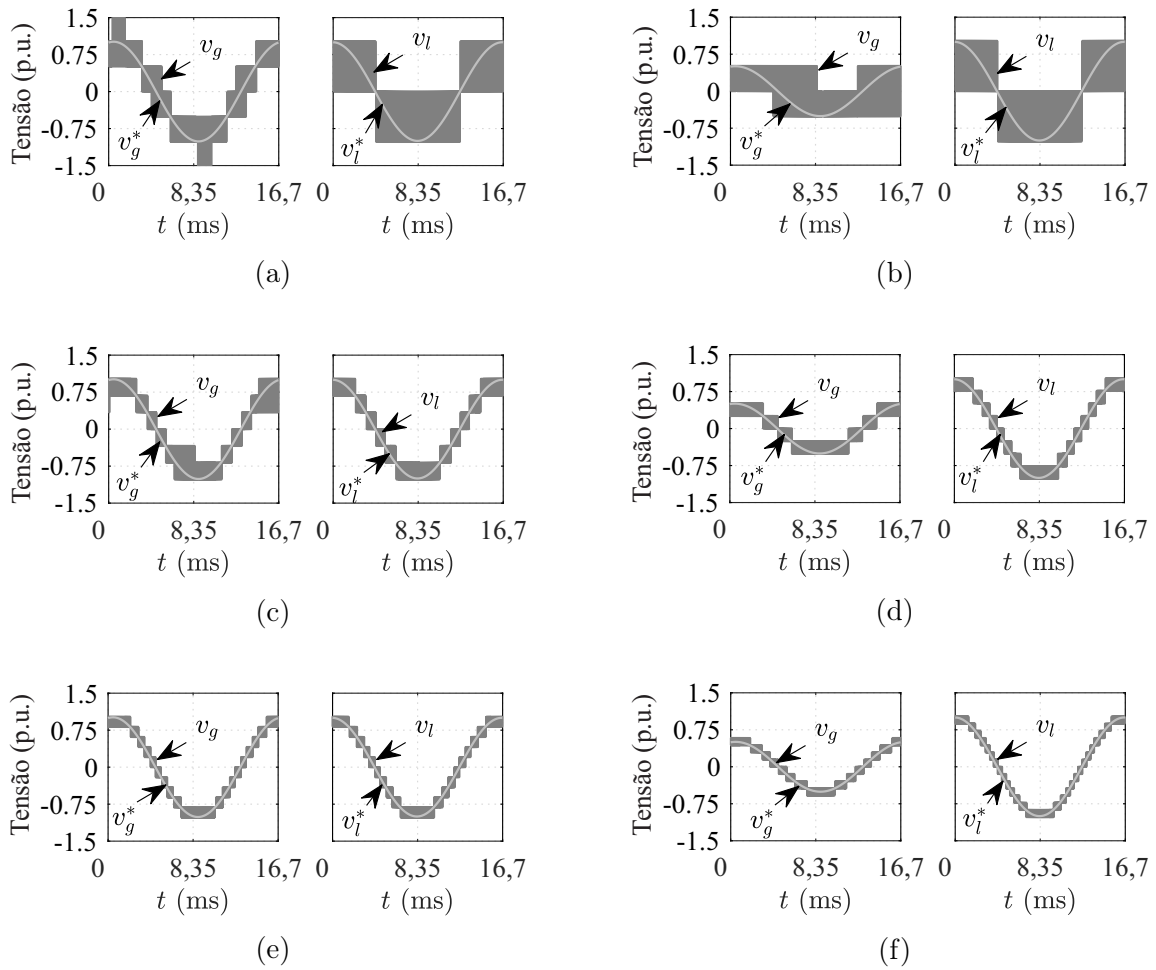


Figura 3.25: Tensões v_g e v_l geradas pelos conversores estudados. (a) e (b) Configuração 4LT. (a) Cenário i ($E_g = V_l^*$). (b) Cenário ii ($E_g = V_l^*/2$). (c) e (d) Configuração 6L-TF. (c) Cenário i ($E_g = V_l^*$). (d) Cenário ii ($E_g = V_l^*/2$). (e) e (f) Configuração 9L-2TF. (e) Cenário i ($E_g = V_l^*$). (f) Cenário ii ($E_g = V_l^*/2$).

Perdas nos dispositivos semicondutores

As análises de perdas nos dispositivos semicondutores foram obtidas usando o módulo térmico disponível no software PSIM, usando como base as curvas apresentadas no *datasheet* do módulo IGBT FS50R12W2T7-B11 1200V 50A fabricado pela Infineon. O módulo térmico fornece as perdas por condução (P_{cd}) e chaveamento (P_{sw}) nos IGBTs, permitindo que sejam estimadas as perdas totais ($P_{T_s} = P_{cd} + P_{sw}$) nos semicondutores dos conversores simulados. A partir das perdas totais nos dispositivos semicondutores, a eficiência $E_f(\%)$ dos conversores estudados foi estimada por meio da seguinte expressão:

$$E_f(\%) = 100 \left(\frac{P_l}{P_l + P_{T_s}} \right) \quad (3.55)$$

As Figuras 3.26 e 3.27 ilustram o comportamento das perdas por condução, por chaveamento e totais das configurações 4LT, 6L-TF e 9L-2TF nos cenários *i* e *ii*, respectivamente. A Figura 3.28 apresenta os resultados de eficiência obtidos. Os valores de perdas e de eficiência são especificados para as potências $P_l = 5,13$ kW e $P_l = 10,83$ kW. Os resultados apresentados foram obtidos com a mesma frequência de amostragem ($f_s = 10$ kHz) para todas as configurações. Também, mantiveram-se constantes a tensão da rede e da carga, e variou-se a amplitude da corrente na carga de 3 A a 25 A, mantendo-se constante o fator de potência ($f_p = 0,95$).

Comparadas com a configuração 4LT, as configurações propostas 6L-TF e 9L-2TF apresentaram maiores perdas por condução, pois possuem maior número de chaves semicondutoras. Por outro lado, as configurações propostas obtiveram menores perdas por chaveamento, pois seus dispositivos semicondutores operam com menor tensão de bloqueio. No cenário *i*, os conversores 6L-TF e 9L-2TF apresentaram melhor performance em termos de perdas totais operando em sistemas com potência de até 10 kW, uma vez que, a redução nas perdas por chaveamento compensou o aumento nas perdas por condução quando a potência da carga é $P_l \leq 10$ kW. Para sistemas com maiores potências, o aumento nas perdas por condução não compensou a redução nas perdas por chaveamento, fazendo com que as configurações propostas apresentassem maiores perdas que a configuração convencional 4LT. No cenário *ii*, as perdas totais dos conversores 6L-TF e 9L-2TF permaneceram menores que as do conversor 4LT em toda a faixa de potência analisada.

As menores perdas por chaveamento obtidas pelas configurações propostas também podem ser explicadas a partir das frequências médias de chaveamento dos módulos 3L que formam essas configurações. A Tabela 3.12 mostra as frequências médias f_1 , f_2 e f_3 dos módulos 1, 2 e 3, respectivamente. Nos casos investigados neste trabalho, para a configuração 6L-TF, a relação entre as tensões dos barramentos CC são $v_{C_2} = 2v_{C_1}$ (no cenário *i*) e $v_{C_2} = 3v_{C_1}$ (no cenário *ii*). Nos dois casos, observa-se que $f_2 < f_1$. Para a configuração 9L-2TF, têm-se $v_{C_2} = v_{C_1} = 2v_{C_3}$ (no cenário *i*) e $v_{C_3} = 2v_{C_2} = 4v_{C_1}$ (no cenário *ii*). No cenário *i*, obteve-se $f_2 < f_1 < f_3$ e no cenário *ii*, tem-se $f_3 < f_2 < f_1$. Portanto, quando a técnica SV-PWM discutida é aplicada, os módulos 3L que operam com maior tensão no barramento CC também são aqueles que operam com menor frequência de chaveamento. Essa característica contribui para reduzir as perdas por chaveamento das configurações propostas.

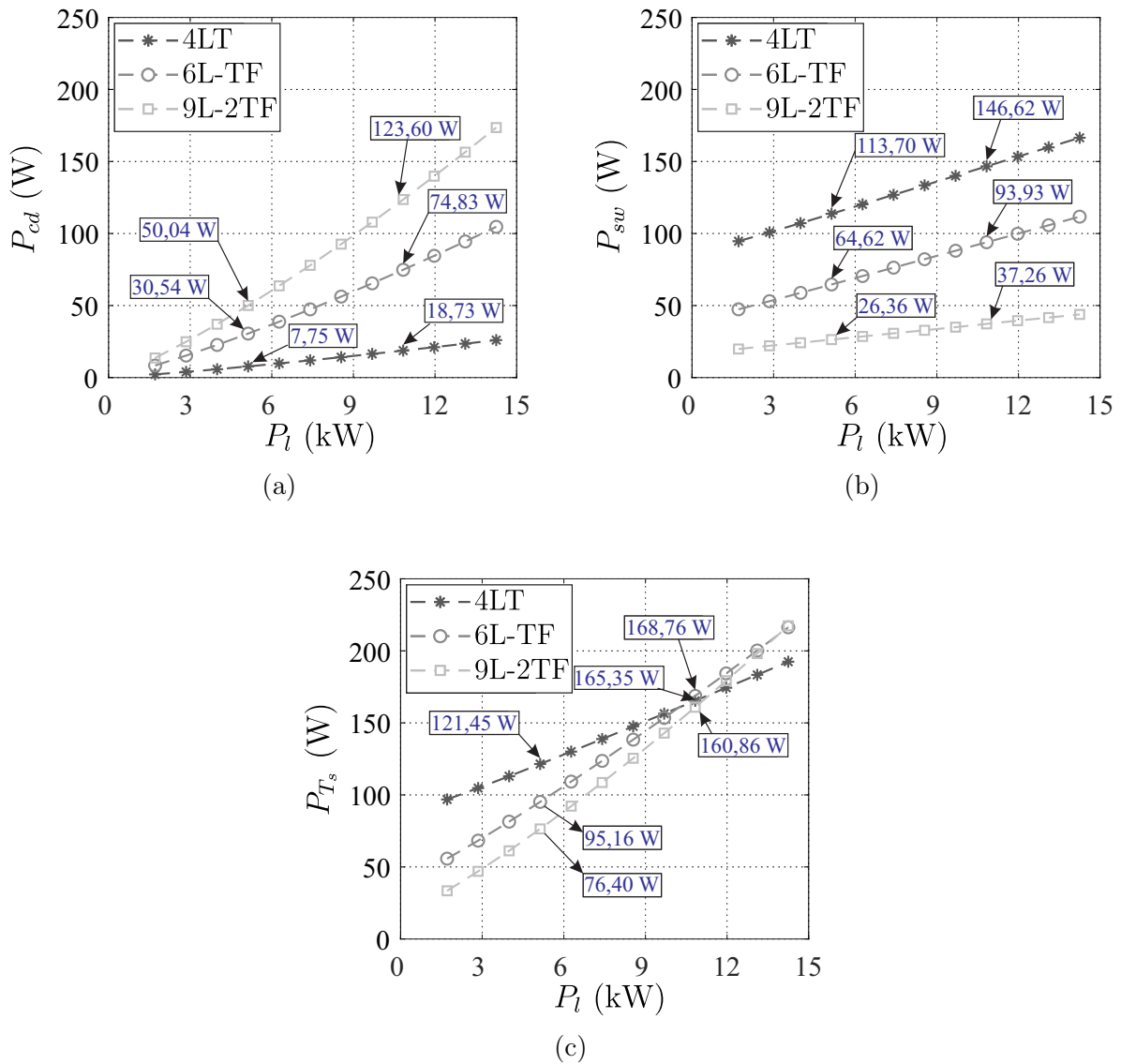


Figura 3.26: Perdas nos dispositivos semicondutores dos conversores 4LT, 6L-TF e 9L-2TF operando com a mesma frequência de amostragem $f_s = 10$ kHz - Cenário i ($E_g = V_l^*$). (a) Perdas por condução. (b) Perdas por chaveamento. (c) Perdas totais.

Na Figura 3.28, são mostrados os valores de eficiência obtidos para as configurações estudadas em diferentes faixas de potência considerando apenas as perdas nos semicondutores. Os resultados apresentados mostram que as configurações propostas são mais eficientes que a configuração convencional, principalmente, para aplicações com baixa corrente. No cenário i , verificou-se que, à medida que a potência do sistema aumenta, as configurações 4LT, 6L-TF e 9L-2TF tendem a apresentar valores aproximadamente iguais de eficiência até certo ponto e, então, a configuração 4LT começa a se tornar mais eficiente que as propostas, devido às

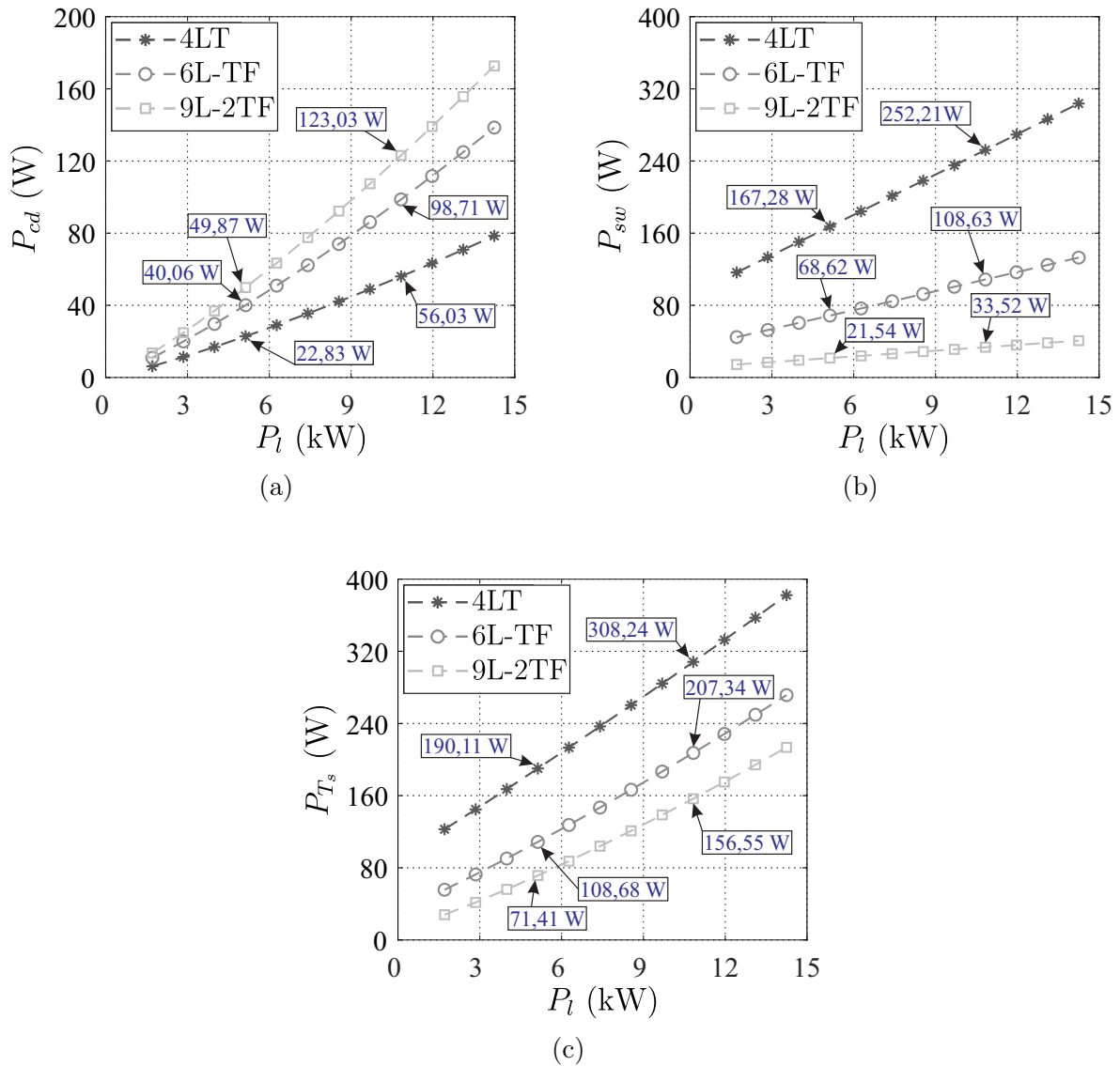


Figura 3.27: Perdas nos dispositivos semicondutores dos conversores 4LT, 6L-TF e 9L-2TF operando com a mesma frequência de amostragem $f_s = 10$ kHz - Cenário *ii* ($E_g = V_l^*/2$). (a) Perdas por condução. (b) Perdas por chaveamento. (c) Perdas totais.

altas perdas por condução das configurações 6L-TF e 9L-2TF quando operam em cenários de maior corrente. Entretanto, no cenário *ii*, mesmo aumentando-se a potência do sistema, as configurações propostas continuaram a ser mais eficientes que a configuração convencional em toda a faixa de potência analisada. Isso se dá porque as configurações propostas apresentam maior flexibilidade para a escolha da relação de espiras dos seus transformadores e a relação entre as tensões dos seus barramentos CC, de modo que, mesmo operando em cenários nos quais a tensão nominal da carga é diferente da tensão nominal da rede, esses

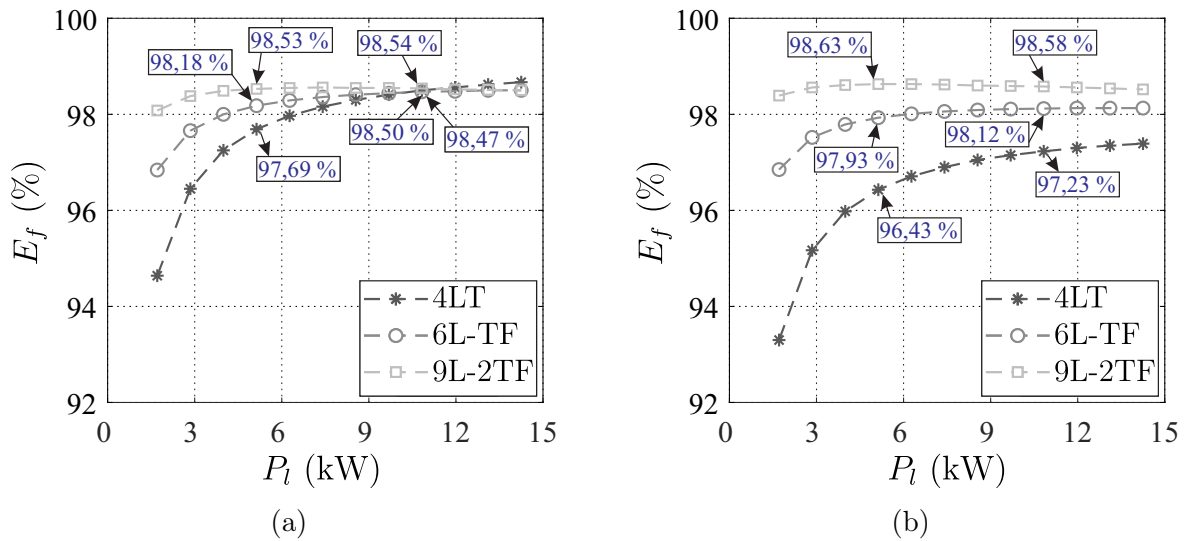


Figura 3.28: Eficiência dos conversores 4LT, 6L-TF e 9L-2TF operando com a mesma frequência de amostragem - $f_s = 10$ kHz. (a) No cenário i ($E_g = V_l^*$). (b) No cenário ii ($E_g = V_l^*/2$).

parâmetros podem ser ajustados para que essas configurações operem com baixa distorção harmônica e reduzidas perdas por chaveamento nos dispositivos semicondutores.

Tabela 3.12: Frequências médias de chaveamento (kHz) dos conversores 4LT, 6L-TF e 9L-2TF operando com mesma frequência de amostragem ($f_s = 10$ kHz).

Cenário	Topologia	Frequência (kHz)		
		f_1	f_2	f_3
i ($E_g = V_l^*$)	4LT	7,69	—	—
	6L-TF	8,92	2,56	—
	9L-2TF	0,14	1,12	7,64
ii ($E_g = V_l^*/2$)	4LT	8,31	—	—
	6L-TF	9,86	2,04	—
	9L-2TF	7,03	0,62	0,32

Uma vez que a distorção harmônica das configurações 6L-TF e 9L-2TF são muito baixas em comparação com a da configuração 4LT quando as topologias operam com a mesma frequência de amostragem, as configurações propostas podem operar com uma frequência de amostragem menor a fim de se obter uma maior redução nas perdas por chaveamento. Portanto, as perdas nos semicondutores das configurações estudadas foram analisadas considerando a mesma WTHD média ($[wthd(v_g) + wthd(v_l)]/2$) para todas as topologias. Essa condição é obtida quando a frequência de amostragem (f_s) das configurações 4LT, 6L-TF e

Tabela 3.13: Frequências médias de chaveamento dos conversores 4LT, 6L-TF e 9L-2TF (kHz) operando com a mesma WTHD média.

Cenário	Conversor	Frequência (kHz)		
		f_1	f_2	f_3
$i (E_g = V_l^*)$	4LT	7,69	–	–
	6L-TF	4,11	1,22	–
	9L-2TF	0,14	0,50	2,26
$ii (E_g = V_l^*/2)$	4LT	8,31	–	–
	6L-TF	3,27	0,72	–
	9L-T	1,74	0,38	0,22

9L-2TF são, respectivamente, 10 kHz, 4,44 kHz e 2,64 kHz no cenário $i (E_g = V_l^*)$; e 10 kHz, 3,06 kHz e 2,04 kHz no cenário $ii (E_g = V_l^*/2)$. A Tabela 3.13 mostra que, nessa condição, a frequência média dos módulos 3L ($f_1, f_2, e f_3$) das configurações propostas podem ser ainda menores, resultando em baixas perdas por chaveamento. A Figura 3.29 apresenta as perdas totais obtidas pelas configurações estudadas operando com a mesma WTHD média. Nesse caso, as configurações propostas apresentaram ainda mais vantagens em termos de perdas totais nos semicondutores, comparadas com a configuração convencional. Comparando as configurações 6L-TF e 9L-2TF no cenário $i (E_g = V_l^*)$, o conversor 9L-2TF apresentou as menores perdas quando opera com potência $P_l \leq 5,13$ kW. Para $P_l > 5,13$ kW, o conversor 6L-TF apresentou melhor performance em termos de perdas totais nos semicondutores. No cenário $ii (E_g = V_l^*/2)$, os conversores 6L-TF e 9L-2TF apresentaram resultados de perdas bastante similares, porém o conversor 9L-2TF apresentou menores perdas para sistemas com potência de até $P_l = 11,97$ kW. Considerando o ponto de operação em que a potência do sistema é $P_l = 5,13$ kW, a eficiência dos conversores 4LT, 6L-TF e 9L-2TF calculadas a partir de (3.55) correspondeu a, respectivamente, 97,69%, 98,84% e 98,85% no cenários $i (E_g = V_l^*)$; e 96,43%, 98,78% e 98,90% no cenário $ii (E_g = V_l^*/2)$. Quando a potência do sistema é $P_l = 10,83$ kW, os valores de eficiência obtidos para os conversores 4LT, 6L-TF e 9L-2TF, respectivamente, foram 98,50%, 98,92%, e 98,75% no cenário $i (E_g = V_l^*)$; e 97,23%, 98,77% e 98,78% no cenário $ii (E_g = V_l^*/2)$.

Assim como na maioria dos conversores multiníveis em cascata, o aumento no número de módulos em série torna-se mais vantajoso para aplicações de tensão mais elevada. Assim, o conversor 9L-2TF pode se tornar mais promissor do que o conversor 6L-TF à medida que o nível de tensão da aplicação aumenta.

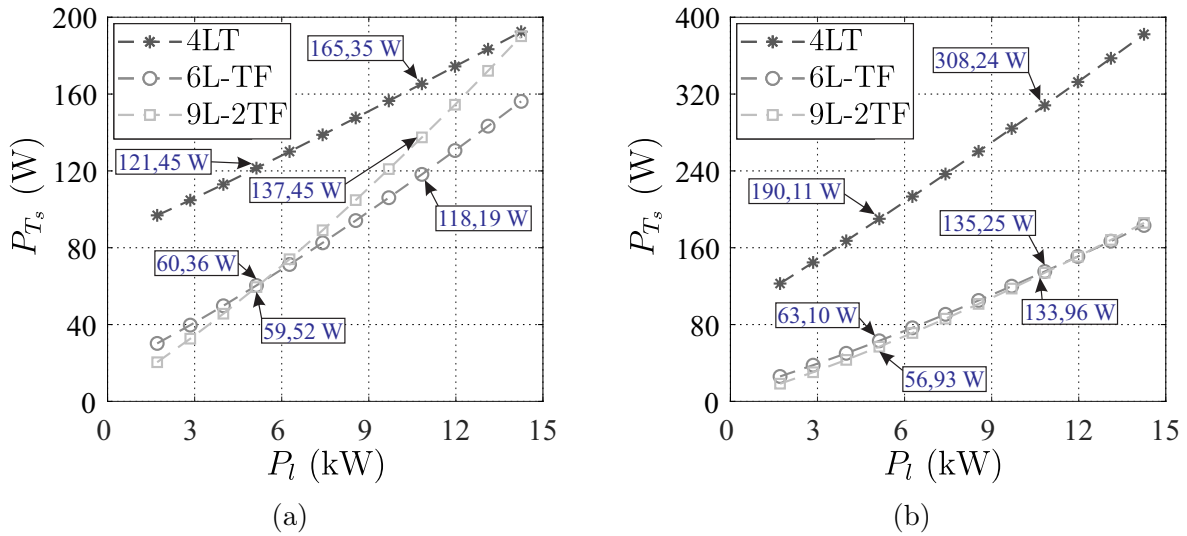


Figura 3.29: Perdas totais nos dispositivos semicondutores dos conversores 4LT, 6L-TF e 9L-2TF operando com a mesma WTHD média. (a) Cenário i ($E_g = V_l^*$). (b) Cenário ii ($E_g = V_l^*/2$).

Comparadas com a configuração convencional 4LT, as configurações propostas nesta seção apresentam maior número de componentes, o que pode resultar no aumento dos custos, volume e peso dos conversores. Apesar disso, os benefícios gerados pelas estruturas propostas em termos de qualidade de energia e perdas nos dispositivos semicondutores, podem compensar a longo prazo essas desvantagens. Por exemplo, a redução da distorção harmônica das tensões sintetizadas e das correntes na entrada e na saída do sistema pode proporcionar uma redução significativa do volume, peso e custos dos filtros a serem utilizados na saída dos conversores propostos. Além disso, se os melhores procedimentos forem adotados durante o projeto dos conversores, seus custos podem ser reduzidos. Pode-se observar que os dispositivos semicondutores extras das configurações propostas operam com baixa tensão nominal e baixa frequência de chaveamento, o que permite o uso de dispositivos semicondutores mais baratos, como chaves IGCTs (Steimer, Apeldoorn e Carroll, 2000).

3.3.5 Implementação da Configuração 6L-TF

Para validar os estudos desenvolvidos para a família de conversores monofásicos proposta nesta seção, resultados de simulação e experimentais foram implementados para a configuração mais básica derivada do modelo generalizado mostrado na Fig. 3.19, que corresponde

a configuração 6L-TF mostrada na Figura 3.20(a).

O sistema proposto foi testado em dois cenários: *i*) as amplitudes das tensões nominais de referência da rede e da carga são aproximadamente iguais; e *ii*) a amplitude da tensão nominal de referência da carga é aproximadamente duas vezes a amplitude da tensão nominal da rede elétrica. Os resultados no cenário *i* mostram o conversor operando em regime permanente com uma sobretensão sustentada de aproximadamente 20% na tensão da rede elétrica. No cenário *i*, são apresentados os resultados do sistema proposto operando em regime permanente com uma sobretensão sustentada de 25% na tensão da rede elétrica.

Nesta seção, a estratégia de controle da configuração 6L-TF também é descrita. A metodologia apresentada para o controle da tensão dos barramentos CC e do fator de potência da rede elétrica pode ser utilizada nas demais configurações derivadas do modelo generalizado levando-se em consideração as características operacionais específicas de cada sistema.

As simulações foram realizadas usando os softwares MATLAB®[®], PSIM®[®] e DEV-Cpp®[®]. Os resultados experimentais foram obtidos usando a bancada experimental mostrada na Fig.2.9. Nessa figura também são mostrados os transformadores de baixa frequência (1,5 kVA, 220 V, 60 Hz) utilizados na implementação do conversor. Na Tabela 3.14 estão especificados os parâmetros utilizados nas simulações e nos experimentos.

Estratégia de Controle

A Figura 3.30 apresenta os diagramas de controle e de potência da configuração 6L-TF. O valor médio da tensão dos barramentos CC ($v_{C_m} = (v_{C_1} + v_{C_2})/2$) é regulado por meio de um controlador proporcional-integral (PI) representado por R_{v_C} que fornece na saída a amplitude de referência para a corrente da rede elétrica (I_g^*). O bloco PLL é utilizado para rastrear o ângulo da tensão da rede elétrica (δ_g) e o bloco $GEN - i_g^*$ fornece na saída a corrente instantânea de referência i_g^* sincronizada com a tensão da rede elétrica e_g , para maximizar o fator de potência na entrada do sistema. Um controlador PI ressonante, representado por R_{i_g} recebe o erro ($i_g - i_g^*$) e fornece na saída a tensão de referência v_g^* . O bloco $GEN - v_l^*$ fornece na saída a tensão de referência na carga v_l^* a partir de uma amplitude V_l^* e um ângulo θ_l de referência.

Os conversores 1 e 2 operam com capacitores flutuantes em seus barramentos CC, sem

Tabela 3.14: Parâmetros usados nas simulações e nos experimentos da configuração 6L-TF.

Parâmetro		Valor
Tensão nominal da rede elétrica (RMS)	E_g	70 V (Cenário <i>i</i>) 35 V (Cenário <i>ii</i>)
Tensão da rede elétrica com sobretensão (RMS)	E_g	84 V (Cenário <i>i</i>) 44 V (Cenário <i>ii</i>)
Tensão de referência na carga (RMS)	V_l^*	67 V
Tensão de referência do barramento CC	$v_{C_1}^*/v_{C_2}^*$	33, 33/66, 66 V (Cenário <i>i</i>) 25/75 V (Cenário <i>ii</i>)
Relação de espiras do transformador	η_2	3/2 (Cenário <i>i</i>) 2/3 (Cenário <i>ii</i>)
Banda de histerese de tensão	% of $v_{C_1}^*$	1% – 10% V
Capacitância dos barramentos CC	C_1/C_2	2200 μ F
Frequências da rede elétrica e da carga	f_g/f_l	60/60 Hz
Frequência de amostragem	f_s	10 kHz
Indutância no lado da rede elétrica	L_g	14 mH
Carga RL - Cenários <i>i</i> e <i>ii</i>		
Potência aparente da carga	S_l	117 VA
Fator de potência da carga	f_p	0,98 (indutivo)
Carga não linear - Cenário <i>i</i>		
Potência aparente da carga	S_l	889 VA
Fator de potência da carga	f_p	0,77 (indutivo)
Indutância do filtro	L_f	7 mH
Capacitância da carga	C_l	100 μ F
Resistência da carga	R_l	3,5 Ω
Indutância da carga	L_l	9 mH
Carga não linear - Cenário <i>ii</i>		
Potência aparente da carga	S_l	256 VA
Fator de potência da carga	f_p	0,83 (capacitivo)
Indutância do filtro	L_f	7 mH
Capacitância da carga	C_l	100 μ F
Resistência da carga	R_l	25 Ω
Indutância da carga	L_l	9 mH

fontes de tensão CC isoladas conectadas a eles. Desse modo, em adição ao controle da tensão v_{C_m} , é necessário regular individualmente uma das tensões nos barramentos CC (v_{C_1} ou v_{C_2}). Para tanto, deve-se considerar os efeitos dos estados de chaveamento nessas tensões. A potência instantânea nos barramentos 1 e 2 (p_{C_1} e p_{C_2} , respectivamente) podem ser expressas como

$$p_{C_1} = v_{g_1 0_1} i_{g_1} + v_{h_1 0_1} i_{h_1} - v_{l_1 0_1} i_l = v_{C_1} i_{C_1} \quad (3.56)$$

$$p_{C_2} = v_{g_2 0_2} i_{g_2} + v_{h_2 0_2} i_{h_2} - v_{l_2 0_2} i_l = v_{C_2} i_{C_2} \quad (3.57)$$

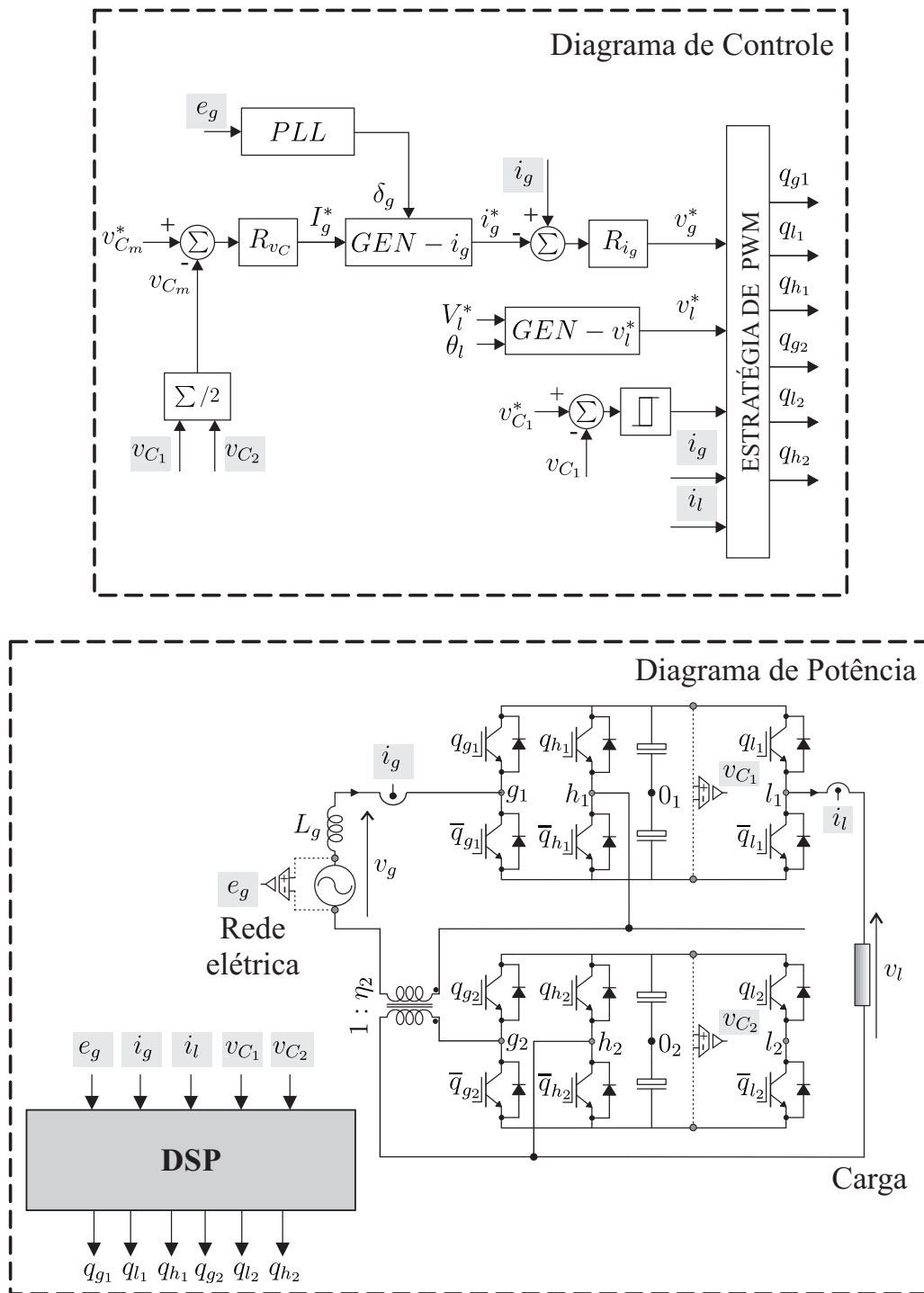


Figura 3.30: Diagramas de controle e de potência da configuração 6L-TF.

onde $i_{g1} = i_g$, $i_{h1} = i_h$, $i_{g2} = \eta_2 i_g$ e $i_{h2} = i_l - i_{g2}$.

As correntes nos barramentos CC 1 e 2 (i_{C1} e i_{C2} , respectivamente) podem ser expressas

como

$$i_{C_1} = q_{g_1} i_{g_1} + q_{h_1} i_{h_1} - q_{l_1} i_l \quad (3.58)$$

$$i_{C_2} = q_{g_2} i_{g_2} + q_{h_2} i_{h_2} - q_{l_2} i_l \quad (3.59)$$

Portanto, (3.56)-(3.59) mostram que os estados de chaveamento do conversor podem ser escolhidos de modo a aumentar ou diminuir as potências dos barramentos CC e assim balancear suas tensões. Assumindo que as potências médias dos barramentos CC dos conversores 1 e 2 são P_{C_1} e P_{C_2} , respectivamente, tem-se que para o conversor 1, quando P_{C_1} é positiva v_{C_1} aumenta e, quando P_{C_1} é negativa v_{C_1} diminui. Quanto ao conversor 2, a potência média P_{C_2} gera o mesmo efeito na tensão v_{C_2} .

A Tabela 3.15 apresenta os níveis de tensão parciais e os correspondentes efeitos em v_{C_1} e v_{C_2} quando a corrente i_g é positiva. Quando i_g é negativa os efeitos opostos são observados. A Tabela 3.16 ilustra as portadoras que são utilizadas nas comparações de modo a aumentar ou diminuir v_{C_1} quando a técnica LS-PWM é utilizada. Note que, em casos específicos, para regular a tensão v_{C_1} pode ser necessário adaptar a técnica LS-PWM usando portadoras triangulares não otimizadas (v_{t_4} e v_{t_5}).

No caso da técnica SV-PWM, os planos vetoriais apresentam múltiplas combinações de estado das chaves que geram o mesmo vetor de tensão e causam diferentes efeitos nas tensões dos barramentos CC. Nessas situações, essas tensões podem ser reguladas usando essas redundâncias. Como nem todos os vetores de tensão no plano possuem redundâncias, em alguns casos, pode ser necessário usar vetores de tensão mais distantes para regular as tensões nos barramentos CC. Porém, em outros casos, usando as redundâncias sempre que disponíveis se consiga regular as tensões nos barramentos CC. A Tabela 3.17 mostra a corrente do barramento 1 para cada combinação de chaves quando $i_g > i_l$. Por exemplo, quando $q_{g_1} = 1$ e $i_g > 0$, a corrente da rede contribui para aumentar v_{C_1} . Quando $q_{g_1} = 0$ e $i_g \geq 0$, a corrente da rede contribui para diminuir v_{C_1} . Portanto, as combinações de estados das chaves podem ser escolhidas para regular v_{C_1} .

A fim de manter as tensões nos barramentos CC adequadamente controladas, além do controle de v_{C_m} , uma estratégia de regulação por histerese é usada para regular a tensão v_{C_1} . Quando o erro de tensão ($v_{C_1}^* - v_{C_1}$) estiver confinado dentro da banda de histerese, as técnicas SV-PWM ou LS-PWM são utilizadas de modo a reduzir as perdas por chaveamento;

Tabela 3.15: Níveis de tensão parciais e seu correspondente efeito em v_{C_1} e v_{C_2} quando $i_g > 0$.

Níveis de tensão parciais	Estado das chaves		Tensão do barramento CC*	
	q_{g1}	q_{g2}	v_{C_1}	v_{C_2}
$v_{C_1}/2 + \eta_2 v_{C_2}/2$	1	1	↑	↑
$-v_{C_1}/2 + \eta_2 v_{C_2}/2$	0	1	↓	↑
$v_{C_1}/2 - \eta_2 v_{C_2}/2$	1	0	↑	↓
$-v_{C_1}/2 - \eta_2 v_{C_2}/2$	0	0	↓	↓

* ↑: aumenta/↓: diminui.

Tabela 3.16: Portadoras triangulares usadas na técnica LS-PWM para regular v_{C_1} .

Intervalo	↑ v_{C_1}		↓ v_{C_1}	
	$i_g \geq 0$	$i_g < 0$	$i_g \geq 0$	$i_g < 0$
I	v_{t_4}	v_{t_1}	v_{t_1}	$v_{s_{t_4}}$
II	v_{t_4}	v_{t_5}	v_{t_5}	$v_{s_{t_4}}$
III	v_{t_3}	v_{t_5}	v_{t_5}	$v_{s_{t_3}}$

caso contrário, os vetores de tensão da técnica SV-PWM ou as portadoras triangulares da técnica LS-PWM são usadas de modo a fazer com que o erro de tensão volte a zero.

Desse modo, para todos os sistemas derivados do modelo generalizado apresentado nesta seção, as estratégias de PWM devem trabalhar em conjunto com a estratégia de regulação por histerese para balancear as tensões nos barramentos CC, como descrito para a configuração 6L-TF.

Resultados de Simulação e Experimentais

As Figuras 3.31 e 3.32 apresentam os resultados de simulação da configuração 6L-TF alimentando, respectivamente, uma carga RL e uma carga não linear ($THD_{i_i} = 25\%$ estimado a partir dos parâmetros da carga), respectivamente, no cenário i . Nas Figuras 3.33 e 3.34 são mostrados os resultados de simulação da configuração 6L-TF no cenário ii com carga RL e com carga não linear ($THD_{i_i} = 53\%$ estimado a partir dos parâmetros da carga). Os resultados apresentados mostram a configuração 6L-TF operando em regime permanente com sobretensão sustentada na tensão da rede elétrica. Em todos os casos, as variáveis de controle do sistema estão adequadamente reguladas.

As Figuras 3.35 e 3.36 apresentam os resultados experimentais para a configuração 6L-

Tabela 3.17: Corrente i_{C_1} para cada combinação de estado das chaves e seu efeito em v_{C_1} quando $i_g > i_l$.

q_{g_1}	q_{h_1}	q_{l_1}	i_{C_1}	$v_{C_1}^*$
0	0	0	0	nenhum
0	0	1	$-i_l$	↓
0	1	0	$-i_g + i_l$	↓
0	1	1	$-i_g$	↓
1	0	0	i_g	↑
1	0	1	$i_g - i_l$	↑
1	1	0	i_l	↑
1	1	1	0	nenhum

* ↑: aumenta/↓: diminui.

TF operando nos cenários i e ii , respectivamente. As Figuras 3.35(a) e 3.36(a) apresentam o conversor operando sem carga conectada aos seus terminais de saída. As Figuras 3.35(b) e 3.36(b) mostram os resultados obtidos quando uma carga RL está conectada aos terminais de saída do conversor 6L-TF na presença de uma sobretensão sustentada de 20% (cenário i) e de 25% (cenário ii), respectivamente, na tensão da rede elétrica. Nas Figuras 3.35(c) e 3.36(c) são mostrados os resultados da configuração 6L-TF com carga não linear também operando com sobretensão sustentada na rede elétrica de 20%, no cenário i , e de 25%, no cenário ii , respectivamente. Como pode ser visto, em todos os cenários em que o conversor 6L-TF foi testado, inclusive sob diferentes condições de carga, o sistema de controle implementado funcionou de modo adequado. A corrente de entrada (i_g) e a tensão da rede elétrica (e_g) permaneceram sincronizadas para maximizar o fator de potência na entrada do sistema e as tensões dos barramentos CC (v_{C_1} e v_{C_2}) foram reguladas nos seus valores de referência. Desse modo, as tensões v_g e v_l foram sintetizadas conforme esperado usando a estratégia de PWM. Como a estratégia LS-PWM utilizada na obtenção dos resultados experimentais é uma aproximação da estratégia SV-PWM, e, devido à necessidade de regulação das tensões nos barramentos CC, em alguns momentos, v_g e v_l são sintetizadas utilizando níveis de tensão não consecutivos. Em todos os cenários testados, a configuração proposta 6L-TF manteve a tensão na carga fixa com amplitude e frequência constantes apesar da presença de sobretensão na rede elétrica.

A Figura 3.37 ilustra a condição de transitório de carga imposto ao sistema nos cenários i e ii quando a carga RL é conectada aos terminais de saída do conversor. Após o transitório

de carga, pode-se verificar que as tensões nos barramentos CC (v_{C_1} e v_{C_2}) retornaram aos seus valores de referência e permaneceram reguladas. Desse modo, mesmo sob o transitório de carga, verificou-se que o sistema de controle satisfatoriamente manteve controlada as tensões nos barramentos e, conseqüentemente, as tensões v_g e v_l continuaram a ser geradas de forma adequada pelo conversor.

Portanto, os resultados de simulação e experimentais demonstraram que a configuração proposta 6L-TF pode ser aplicada em sistemas monofásicos CA-CC-CA de conversão e compensação de energia elétrica, podendo ser utilizada em aplicações semelhantes as que utilizam UPSs e UPQCs.

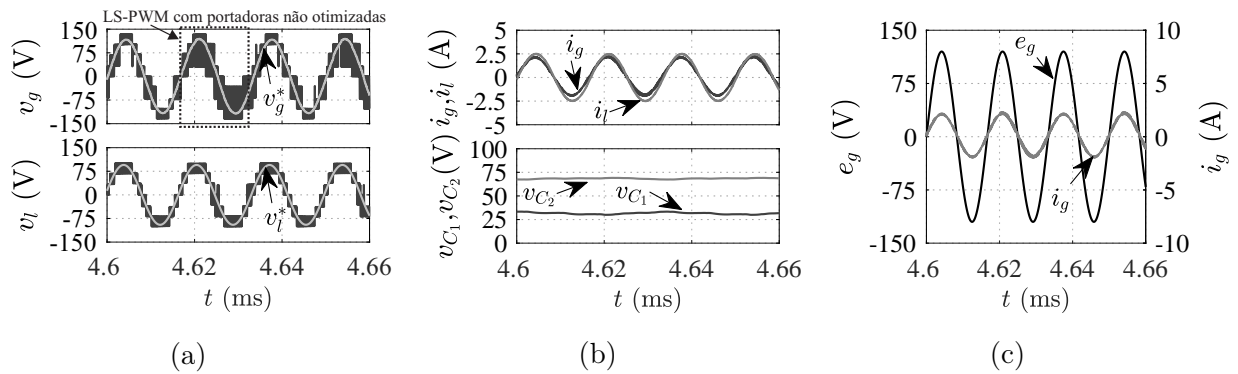


Figura 3.31: Resultados de simulação da configuração 6L-TF com sobretensão sustentada na rede elétrica de 20% (cenário i) - carga RL. (a) v_g e v_l . (b) i_g , i_l , v_{C_1} e v_{C_2} reguladas. (c) e_g e i_g sincronizadas.

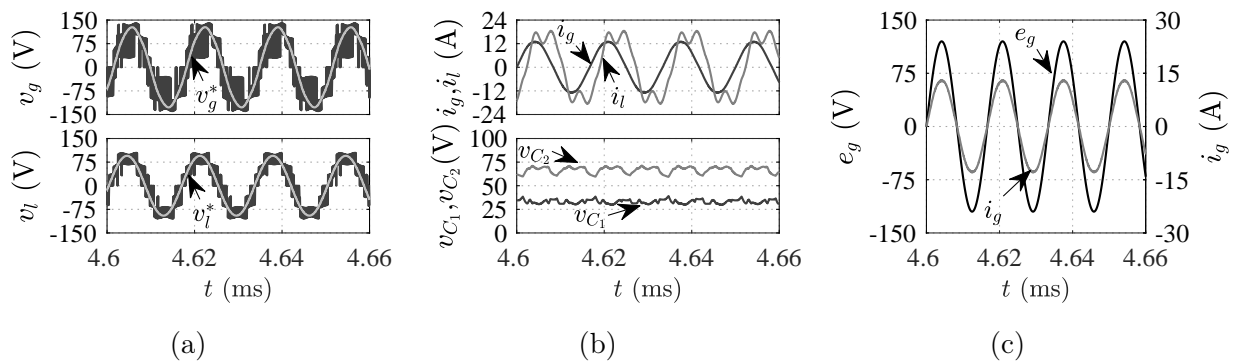


Figura 3.32: Resultados de simulação da configuração 6L-TF com sobretensão sustentada na rede elétrica de 20% (cenário i) - carga não linear. (a) v_g e v_l . (b) i_g , i_l , v_{C_1} e v_{C_2} reguladas. (c) e_g e i_g sincronizadas.

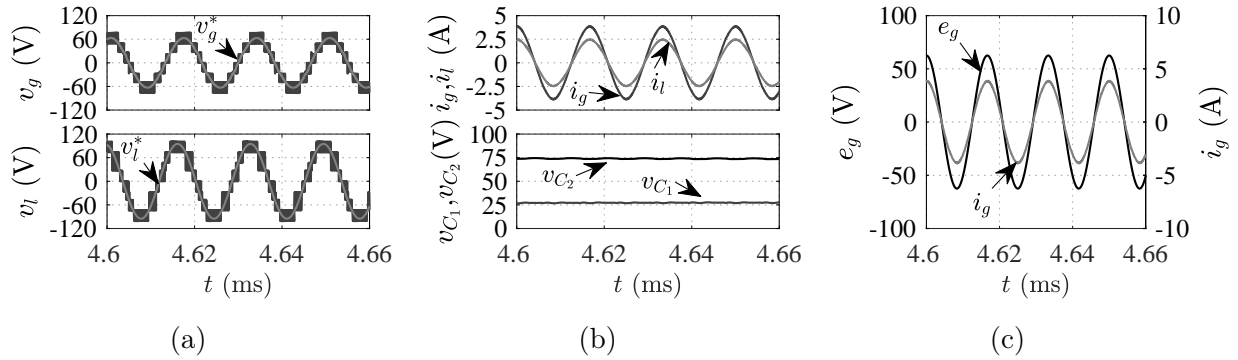


Figura 3.33: Resultados de simulação da configuração 6L-TF com sobretensão sustentada na rede elétrica de 25% (cenário *ii*) - carga RL. (a) v_g e v_l . (b) i_g , i_l , v_{C1} e v_{C2} reguladas. (c) e_g e i_g sincronizadas.

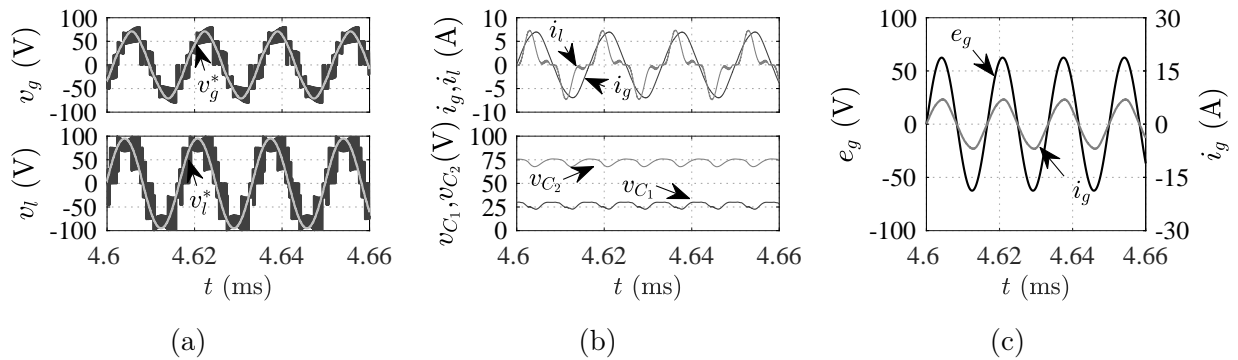
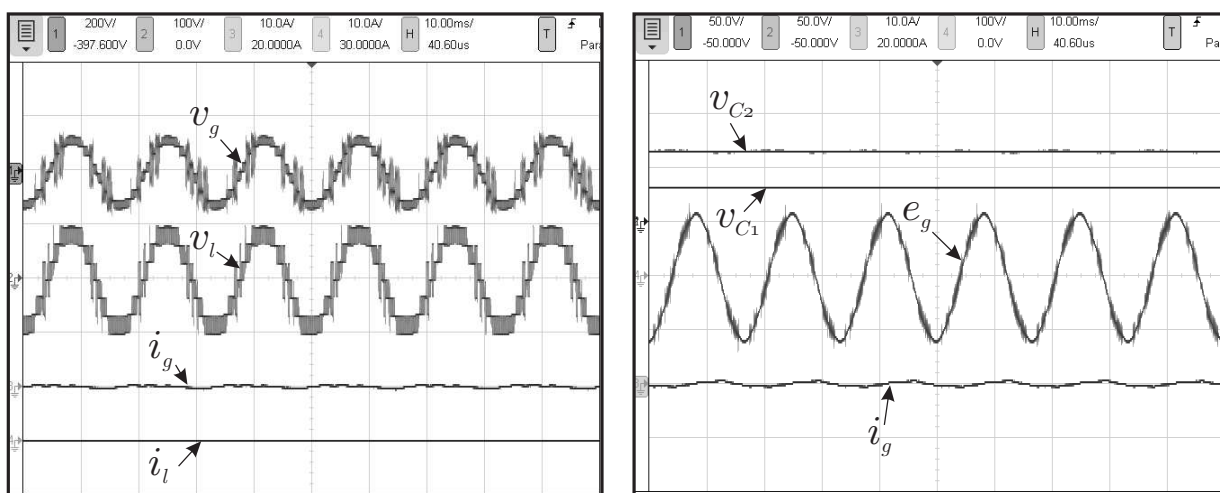
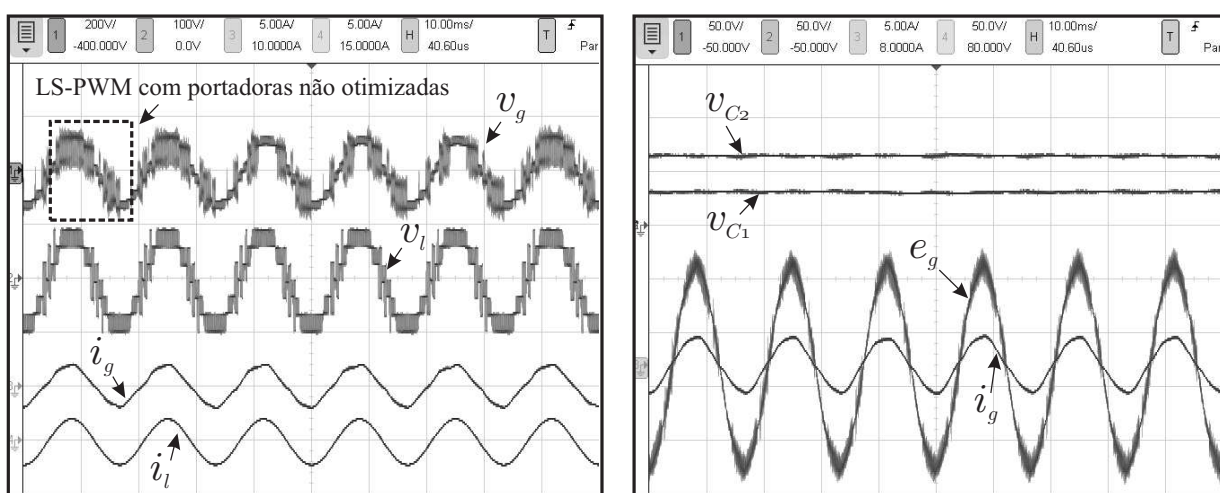


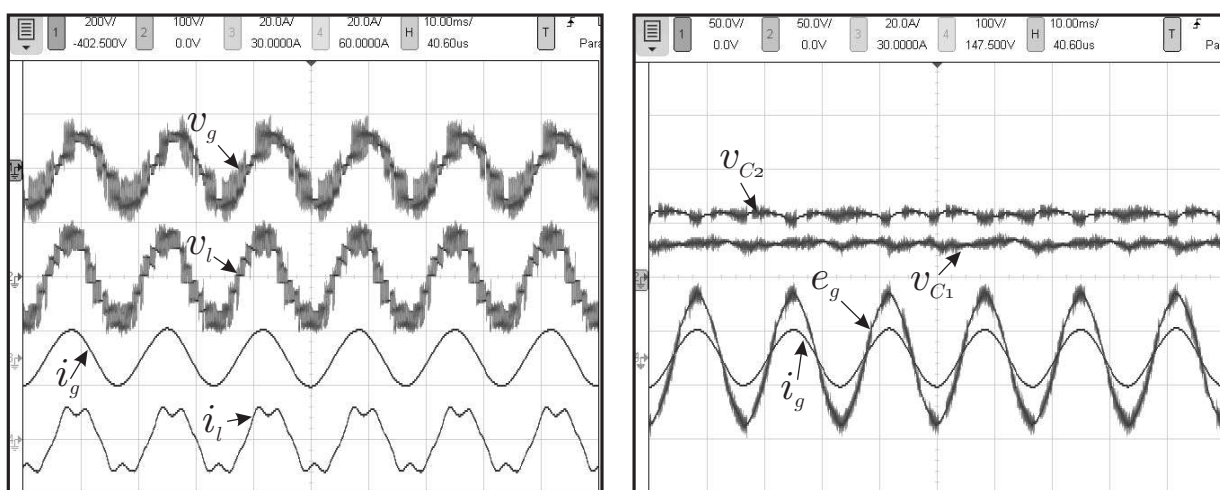
Figura 3.34: Resultados de simulação da configuração 6L-TF com sobretensão sustentada na rede elétrica de 25% (cenário *ii*) - carga não linear. (a) v_g e v_l . (b) i_g , i_l , v_{C1} e v_{C2} reguladas. (c) e_g e i_g sincronizadas.



(a)

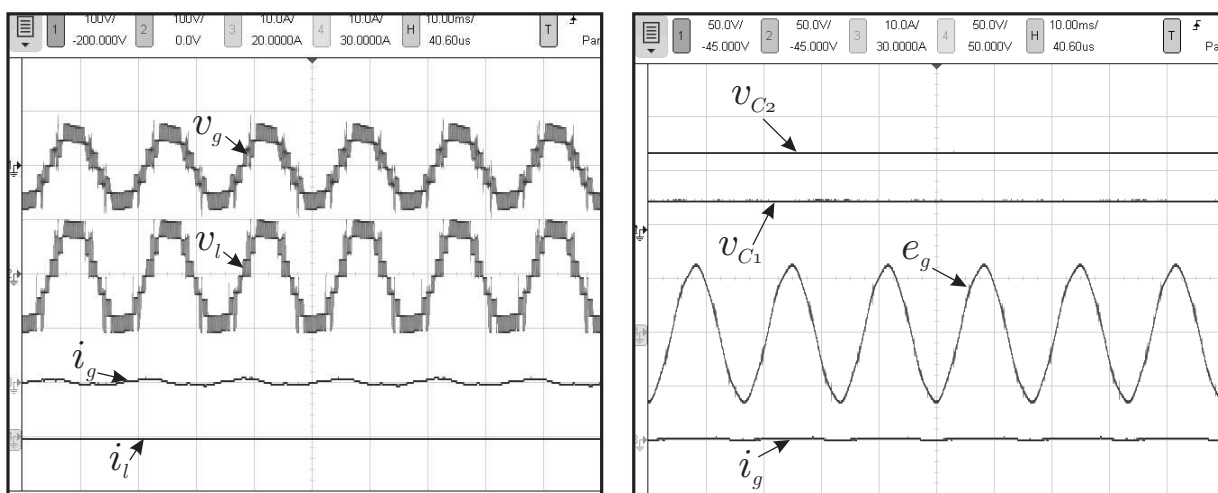


(b)

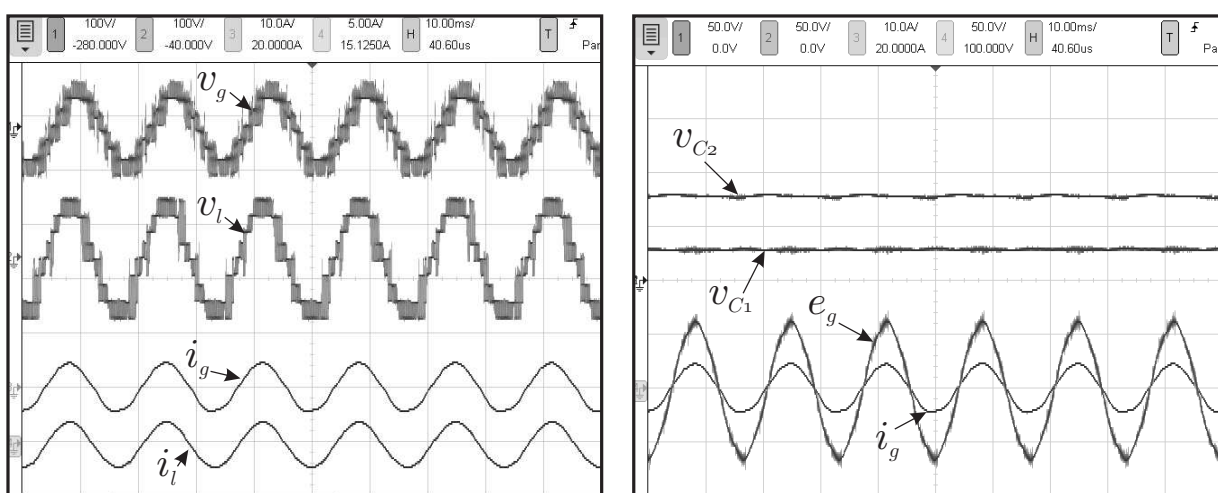


(c)

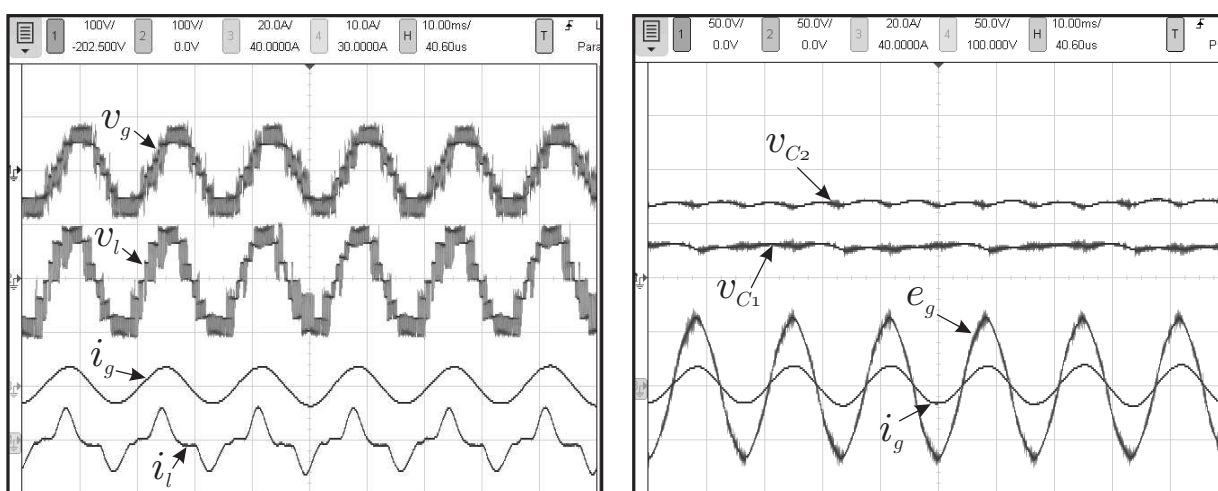
Figura 3.35: Resultados experimentais da configuração 6L-TF com sobretensão sustentada na rede elétrica de 20% (cenário *i*). (a) Sem carga. (b) Carga RL. (c) Carga não linear.



(a)



(b)



(c)

Figura 3.36: Resultados experimentais da configuração 6L-TF com sobretensão sustentada na rede elétrica de 25% (cenário *ii*). (a) Sem carga. (b) Carga RL. (c) Carga não linear.

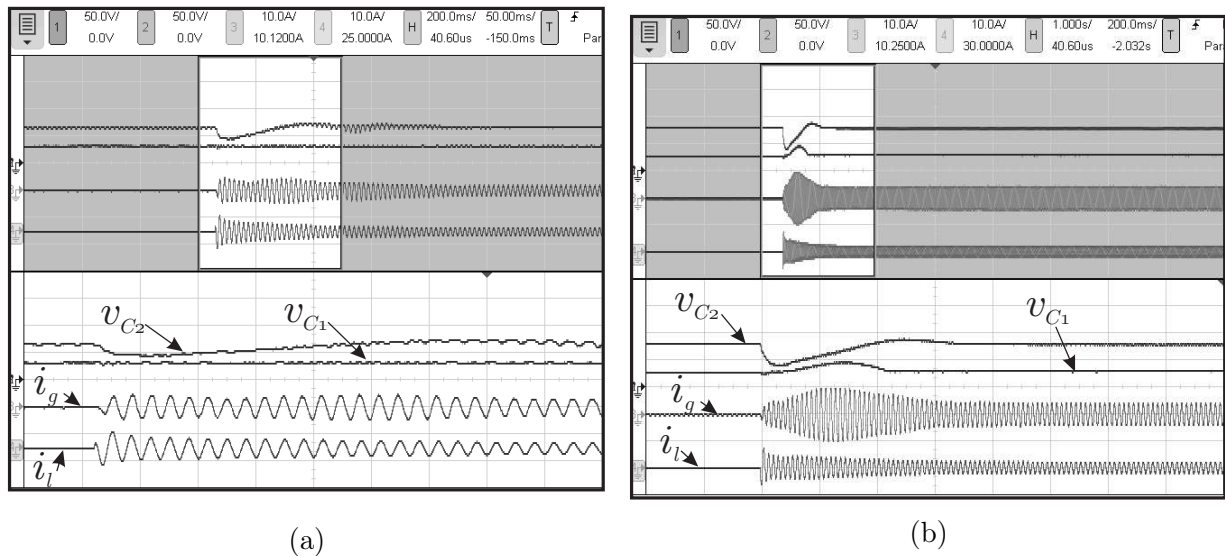


Figura 3.37: Resultados experimentais da configuração 6L-TF com transitório de carga. (a) No cenário *i*. (b) No cenário *ii*.

3.3.6 Conclusões

Nesta seção, foi proposta uma família de conversores multiníveis CA-CC-CA monofásicos formadas a partir da conexão de módulos 3L em cascata por meio de transformadores de baixa frequência conectados em série com a rede elétrica. Os conversores propostos podem ser utilizados em aplicações semelhantes às que usam UPSs e UPQCs, pois podem ser utilizados para compensar afundamentos, sobretensões e harmônicos na tensão da rede elétrica, mantendo regulada a tensão fundamental na carga com amplitude e frequência constantes. Foram apresentados de forma generalizada o modelo do sistema e as estratégias de modulação SV-PWM e LS-PWM. A partir do modelo generalizado, dois casos foram investigados: a configuração 6L-TF e a configuração 9L-2TF. Dois cenários de operação foram considerados para análise dos conversores: *i*) a amplitude de referência da tensão nominal na carga é igual a amplitude da tensão nominal da rede elétrica; *ii*) a amplitude de referência da tensão nominal na carga é igual a duas vezes a amplitude da tensão nominal da rede elétrica. Foram especificadas as relações de espiras dos transformadores e as relações entre as tensões dos barramentos CC que possibilitam a síntese de tensões multiníveis com baixa distorção harmônica pelas configurações 6L-TF e 6L-2TF. Comparadas à configuração convencional 4LT, as configurações propostas 6L-TF e 9L-2TF apresentaram vantagens em termos de distorção harmônica, uma vez que sintetizam tensões com maior número de níveis. As confi-

gurações propostas também se mostraram competitivas em termos de perdas nos dispositivos semicondutores nos diversos cenários de potência verificados, pois a maioria das suas chaves operaram com menor tensão de bloqueio e menor frequência média de chaveamento. Para validar os estudos desenvolvidos para a família de conversores monofásicos proposta nesta seção, resultados de simulação e experimentais foram implementados para a configuração 6L-TF. Um sistema de controle para regular a tensão nos barramentos CC e controlar o fator de potência na entrada foi desenvolvido. Os resultados de simulação e experimentais apresentados demonstraram que o sistema proposto pode operar de modo estável com sobretensões na rede elétrica e sob transitórios de carga.

3.4 Configuração 6LPS-T

Nesta seção, é proposta e investigada uma topologia CA-CC-CA monofásica para aplicações nas quais a tensão nominal da carga é maior do que a tensão nominal da rede elétrica.

Conversores multiníveis CA-CC-CA monofásico baseados em conversores 3L e transformadores de baixa frequência têm sido investigados na literatura em aplicações como filtros ativos universais e sistemas UPS (de Freitas et al., 2019; de Lacerda et al., 2020d; Gautam et al., 2012; Rodrigues e Jacobina, 2018a; Kumar e Gupta, 2010). Algumas dessas configurações são viáveis para aplicações nas quais a tensão nominal da carga é maior ou menor do que a tensão nominal da rede elétrica, a partir do ajuste adequado das relações de espiras dos transformadores e da tensão nos barramentos CC dos conversores. Instalações elétricas em algumas localidades podem exigir o uso de equipamentos de conversão que condicionem o nível da tensão da rede elétrica para outro nível de tensão requerido por determinado equipamento elétrico, uma vez que a tensão nominal da rede pode variar de uma região para outra, como é o caso do Brasil, onde a tensão nominal da rede elétrica pode ser 110 V (RMS), 127 V (RMS) ou 220 V (RMS), dependendo da região.

Em Rodrigues e Jacobina (2018a), são propostas topologias baseadas no conversor convencional 3L com um transformador conectado em série com a rede elétrica. Essas estruturas são aplicadas como filtros ativos universais. Uma dessas topologias pode ser adaptada para aplicações nas quais a tensão nominal da carga é maior do que a tensão nominal da rede elétrica. Essa configuração é denominada aqui configuração 3LT, e está ilustrada na Figura 3.38(a). Essa topologia pode sintetizar as tensões de entrada e saída com até três e cinco níveis, respectivamente.

Em Gautam et al. (2012), é discutida uma topologia formada por dois módulos 3L conectados em paralelo no lado da rede e conectadas em série no lado da carga usando dois transformadores de baixa frequência. Essa configuração é aqui denominada configuração 6LPS-2T, e está ilustrada na Figura 3.38(b). Técnicas de controle e estratégias de PWM foram discutidas e comparadas. Este trabalho também mostrou que a estratégia de PWM *Interleaved* pode ser usada para melhorar a qualidade da corrente de entrada e as tensões sintetizadas pelo conversor em comparação com estratégia de PWM convencionais. Os módulos de conversores 3L que constituem a configuração 6LPS-2T não têm braços compar-

tilhados entre o lado da rede e o lado da carga, de modo que esses braços processam maiores correntes do que no caso em que se usa braços compartilhados, acrescentando assim perdas por condução nos dispositivos semicondutores. Além disso, um dos terminais de ambos os transformadores é conectado ao ponto central do barramento CC de cada módulo, exigindo o uso de dois capacitores por barramento CC e adicionando complexidade ao sistema de controle, pois as tensões nesses capacitores precisam ser reguladas adequadamente para terem os mesmos valores. Em aplicações nas quais a tensão nominal da carga é maior do que a tensão nominal da rede, os sistemas operam com corrente alta na entrada e com corrente pequena na saída. Portanto, a conexão dos braços em paralelo na entrada e em série na saída da configuração 6LPS-2T, tornam essa topologia interessante nesse cenário de aplicação.

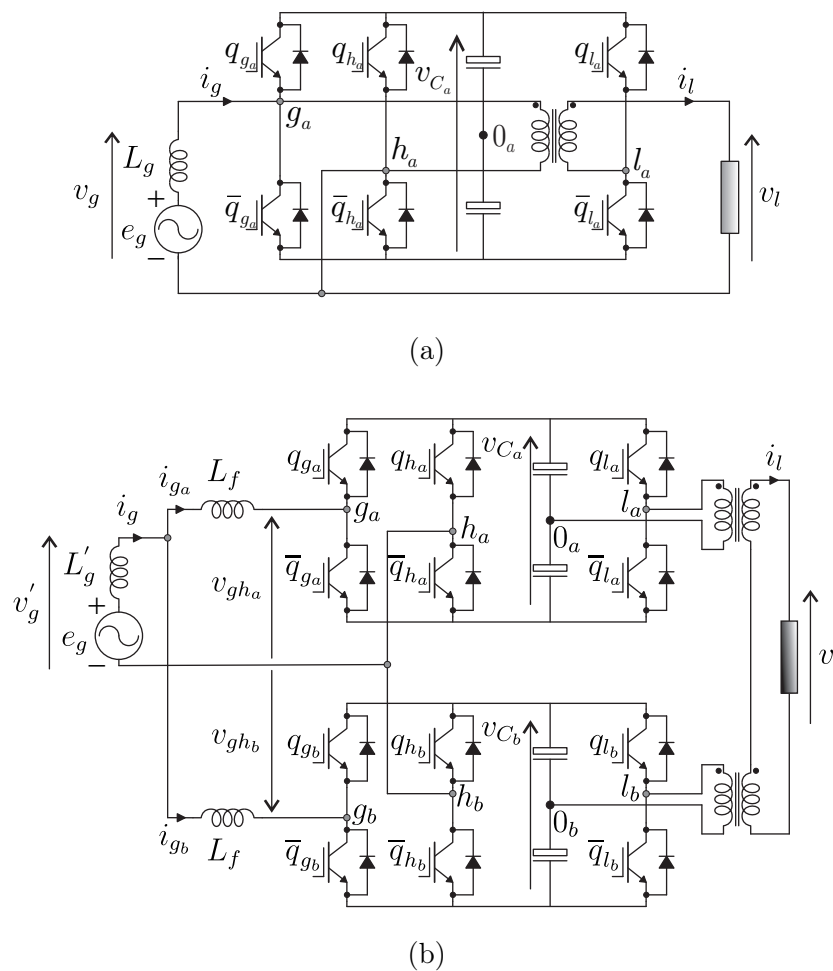


Figura 3.38: Configurações convencionais. (a) Configuração 3LT. (b) Configuração 6LPS-2T.

A configuração proposta nesta seção também é baseada na conexão de módulos de con-

versores 3L com transformador. A topologia proposta nesta seção é aqui denominada configuração 6LPS-T, e é mostrada na Figura 3.39. Nesse caso, no lado da rede elétrica, os braços dos conversores 3L são conectados em paralelo por meio de filtros indutivos e, no lado da carga, os braços são conectados em série por meio de apenas um transformador de baixa frequência. A configuração proposta também possui dois braços compartilhados entre o lado da rede e o lado da carga. Controlando-se individualmente as correntes de entrada dos conversores 3L, as correntes de circulação no lado da rede elétrica são anuladas. Além disso, devido a conexão do transformador no lado da rede elétrica, evita-se a formação de uma malha de circulação entre os braços do lado da rede e do lado da carga e, consequentemente, o surgimento de correntes de circulação entre esse braços, simplificando assim o modelo e a estratégia de controle do sistema proposto. A configuração 6LPS-T é adequada para aplicações em sistemas de conversão CA-CC-CA nos quais a tensão nominal da carga é maior que a tensão nominal da rede elétrica, dado que a configuração proposta pode fornecer na saída uma tensão eficaz de até duas vezes a tensão na entrada.

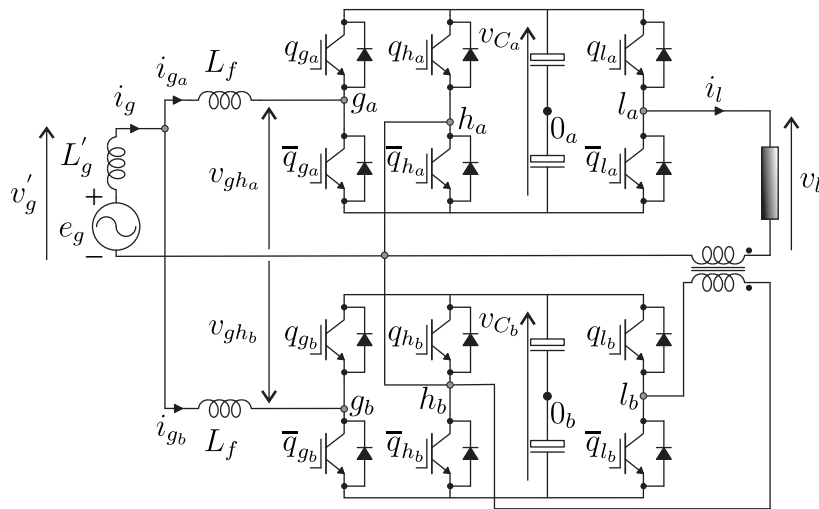


Figura 3.39: Configuração proposta 6LPS-T.

Para a configuração proposta 6LPS-T são discutidos o modelo do sistema e suas especificações, uma estratégia PWM *Interleaved* baseada em múltiplas portadoras triangulares de alta frequência defasadas entre si de 90° e um sistema de controle para regular as tensões nos barramentos CC e controlar o fator de potência da rede elétrica. A configuração proposta pode ser utilizada em aplicações semelhantes às que usam UPSs e UPQCs, uma vez que, fornece à carga uma tensão com amplitude e frequência fixas, e opera com a corrente da

rede elétrica senoidal com baixa distorção harmônica e fator de potência unitário. Análises comparativas em termos de distorção harmônica, classificação dos dispositivos semicondutores, perdas nos dispositivos semicondutores, perdas nos transformadores e eficiência são apresentados. As topologias 3LT e 6LPS-2T foram utilizadas como referências nas análises comparativas. Resultados de simulação e experimentais são utilizados para validar os estudos teóricos descritos. Parte dos estudos apresentados nesta seção foram publicados em (de Lacerda et al., 2019a).

3.4.1 Modelo do Sistema

As expressões matemáticas que descrevem o modelo do sistema proposto são obtidas a partir do circuito equivalente ilustrado na Figura 3.40. As variáveis do circuito são descritas a seguir: e_g é a tensão da rede elétrica; i_g é a corrente da rede elétrica; L'_g representa o filtro de interface com a rede elétrica; L_f representa os filtros indutivos nos braços paralelos; i_{g_a} e i_{g_b} são as correntes nos braços g_a e g_b respectivamente; i_{h_a} e i_{h_b} são as correntes nos braços compartilhados h_a e h_b , respectivamente; i_l é a corrente da carga. As tensões de polo do conversor são representadas por $v_{g_a0_a}$, $v_{g_b0_b}$, $v_{h_a0_a}$, $v_{h_b0_b}$, $v_{l_a0_a}$ e $v_{l_b0_b}$. v_{gh_a} e v_{gh_b} são as tensões sintetizadas na entrada dos conversores a e b , respectivamente, que definem a tensão equivalente no lado da rede elétrica v_g , e v_l é a tensão sintetizada na saída do conversor.

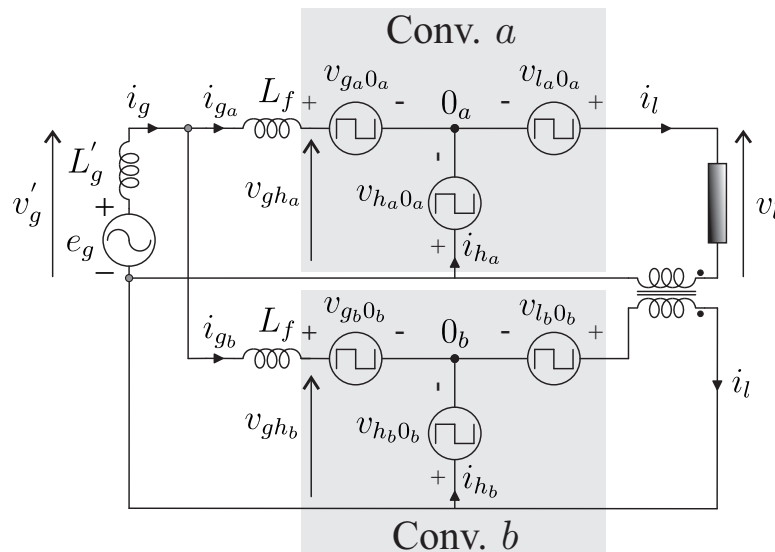


Figura 3.40: Circuito equivalente da configuração proposta 6LPS-T.

O modelo do sistema para o lado da rede elétrica pode ser descrito considerando dois casos: $L'_g = 0$ (caso *i*), e $L'_g \neq 0$ (caso *ii*).

- Caso *i*:

Assumindo que $L'_g = 0$, as seguintes expressões podem ser escritas para o lado da rede elétrica:

$$e_g = z_f i_{gk} + v_{ghk}, \quad (3.60)$$

$$i_g = i_{ga} + i_{gb}, \quad (3.61)$$

onde $z_f = r_f + pl_f$ ($p = d/dt$) representa a impedância associada à indutância do filtro L_f e $k = a, b$.

As tensões geradas na entrada dos conversores *a* e *b*, representada por v_{ghk} , pode ser determinadas em função das tensões de polo, do seguinte modo:

$$v_{ghk} = v_{gk0k} - v_{hk0k} \quad (3.62)$$

A corrente na entrada de cada módulo, representada por i_{gk} , é definida como:

$$i_{gk} = i_l - i_{hk} \quad (3.63)$$

Somando as equações obtidas a partir (3.60) para $k = a$ e $k = b$, e usando (3.61), o modelo equivalente para o lado da rede elétrica pode ser expresso como

$$e_g = \frac{z_f}{2} i_g + v_g \quad (3.64)$$

com,

$$v_g = \frac{v_{gha} + v_{ghb}}{2} \quad (3.65)$$

Comparando os circuitos da configuração 3LT mostrado na Figura 3.38(a) com o circuito da configuração 6LPS-2T e da configuração proposta 6LPS-T mostrados nas Figuras 3.38(a) e 3.39, respectivamente, pode-se observar que para que esses circuitos sejam semelhantes no lado da rede elétrica, a impedância dos filtros indutivos (z_f) das configurações 6LPS-2T e 6LPS-T devem ser iguais ao dobro da impedância do filtro indutivo do lado da rede (z_g) da topologia 3LT, isto é, $z_f = 2z_g$, conforme mostrado na Figura 3.41.

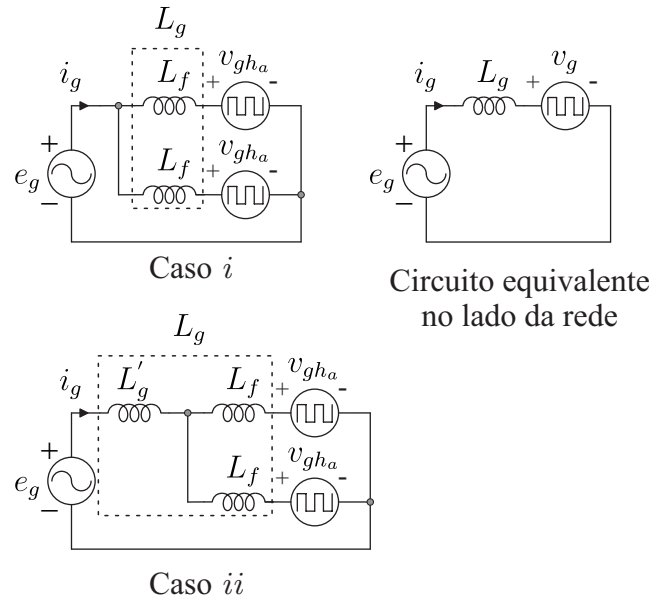


Figura 3.41: Circuito simplificado do lado da rede para as configurações 6LPS-T e 6LPS-2T.

- Caso *ii*:

Assumindo que $L'_g \neq 0$, a tensão e_g pode ser expressa como

$$e_g = z'_g i_g + z_f i_{gk} + v_{ghk} \tag{3.66}$$

Nesse caso, somando as equações obtidas a partir (3.66), e usando (3.61) e (3.65), o modelo equivalente para o lado da rede elétrica é dado por

$$e_g = (z'_g + \frac{z_f}{2}) i_g + v_g \tag{3.67}$$

$$v'_g = \frac{z_f}{2} i_g + v_g \tag{3.68}$$

Assumindo $z_f = z_g$, nesse caso tem-se $z'_g = z_g/2$ (ver Figura 3.41). Então, $z_g = z'_g + \frac{z_f}{2}$, e e_g pode ser escrita como

$$e_g = z_g i_g + v_g \tag{3.69}$$

Pode-se notar que, a vantagem de se utilizar o filtro indutivo L'_g é que neste caso é possível reduzir o tamanho dos filtros indutivos dos braços conectados em paralelo e ainda manter a mesma indutância equivalente do caso *i*.

Para o lado da carga, assumindo que a relação de espiras do transformador é 1 : 1, v_l e

i_l podem ser escritas como

$$v_l = v_{l_{ab}} - v_{h_{ab}} \quad (3.70)$$

$$i_l = i_{g_a} + i_{h_a} = i_{g_b} + i_{h_b} \quad (3.71)$$

onde as tensões $v_{l_{ab}}$ e $v_{h_{ab}}$ são definidas por

$$v_{l_{ab}} = v_{l_a 0_a} + v_{l_b 0_b} \quad (3.72)$$

$$v_{h_{ab}} = v_{h_a 0_a} + v_{h_b 0_b} \quad (3.73)$$

As tensões de polo $v_{s_k 0_k}$ são calculadas a partir de

$$v_{s_k 0_k} = (2q_{s_k} - 1) \frac{v_{C_k}}{2} \quad (3.74)$$

onde $v_{s_k 0_k}$ é a tensão entre o ponto s_k e o centro do barramento representado pelo ponto 0_k , v_{C_k} é a tensão do barramento k ($k = a, b$), e q_{s_k} representa o estado binário da chave superior do braço s_k ($s = g, h, l$).

3.4.2 Especificação da Tensão dos Barramentos CC

Para a configuração convencional 3LT, a tensão mínima do barramento CC pode ser calculada por meio da seguinte relação

$$v_{C_{min}^*} = \max \left\{ |v_g^*|, \frac{|v_l^*|}{2}, |v_g^* - v_l^*|, |2v_g^* - v_l^*| \right\} \quad (3.75)$$

Considerando que $V_g^* = 0,5$ pu é a amplitude da tensão de referência v_g^* e $V_l^* = 1$ pu é a amplitude da tensão de referência v_l^* , a partir de (3.75) encontra-se $v_{C_{min}^*} = 0,5$ pu. Porém o ângulo entre v_g^* e v_l^* (θ_{lg}) deve ser sempre $\theta_{lg} = 0^\circ$, para que o conversor opere com esse valor de tensão no barramento CC. Para operar com $\theta_{lg} \neq 0^\circ$, é necessário aumentar a tensão do barramento CC (Rodrigues e Jacobina, 2018a).

No caso da configuração 6LPS-2T, o valor mínimo das tensões dos barramentos CC podem ser calculados a partir de

$$v_{C_{kmin}^*} = \max \left\{ |v_{gh_k}^*|, \frac{|v_l^*|}{\eta_l} \right\} \quad (3.76)$$

onde η_l é a relação de espiras dos transformadores conectados no lado da carga.

Portanto, para a configuração 6LPS-2T, assumindo que $V_g^* = 0,5$ pu, $V_l^* = 1$ pu e $\eta_l = 2$, encontra-se $v_{C_k^*} = 0,5$ pu a partir de (3.76). Nesse caso, como não há braços compartilhados entre o lado da rede e o lado da carga, não existem limitações para o valor do ângulo entre v_g^* e v_l^* .

Para que a configuração proposta 6LPS-T sintetize corretamente as tensões na entrada e na saída, de acordo com (3.62) e (3.70), as seguintes condições devem ser satisfeitas:

$$|v_{gh_k}^*| \leq v_{C_k}^* \tag{3.77}$$

$$|v_l^*| \leq 2v_{C_k}^* \tag{3.78}$$

$$\left|v_{gh_k}^* - \frac{v_l^*}{2}\right| \leq v_{C_k}^* \tag{3.79}$$

Portanto, a partir de (3.77)-(3.79), o valor mínimo da tensão dos barramentos CC dos conversores a e b é determinado por meio da seguinte expressão

$$v_{C_k^*} = \max \left\{ |v_{gh_k}^*|, \frac{|v_l^*|}{2}, \left|v_{gh_k}^* - \frac{v_l^*}{2}\right| \right\} \tag{3.80}$$

Considerando que $V_{gh_k}^* = 0,5$ pu é a amplitude da tensão de referência na entrada ($v_{gh_k}^*$), $V_l^* = 1$ pu e θ_{lg_k} é o ângulo entre as tensões $v_{gh_k}^*$ e v_l^* , usando (3.80) encontra-se $v_{C_k^*} = 0,5$ pu para $-60^\circ \leq \theta_{lg_k} \leq 60^\circ$. O conversor pode operar com θ_{lg_k} fora desse intervalo, porém, precisa aumentar o valor das tensões dos barramentos CC.

Portanto, comparando-se os intervalos de sincronização das tensões de entrada e saída dos conversores estudados, assim como o valor mínimo da tensão requerida pelos barramentos CC para que as tensões na entrada e na saída dos conversores sejam sintetizadas apropriadamente, a tensão do barramento CC da configuração 3LT deverá ser aumentada para 1,0 pu para a topologia operar com o mesmo intervalo de sincronização da configuração 6LPS-T, isto é, $-60^\circ \leq \theta_{lg} \leq 60^\circ$. Nesse caso, as chaves do conversor 3LT operarão com o dobro da tensão de bloqueio das chaves do conversor proposto, resultando em maiores estresses nos dispositivos semicondutores. A configuração 6LPS-2T não apresenta restrições nesse sentido.

3.4.3 Redução da Corrente nos Braços Compartilhados

A Figura 3.42 mostra os diagramas fasoriais de tensões e correntes da configuração 6LPS-T.

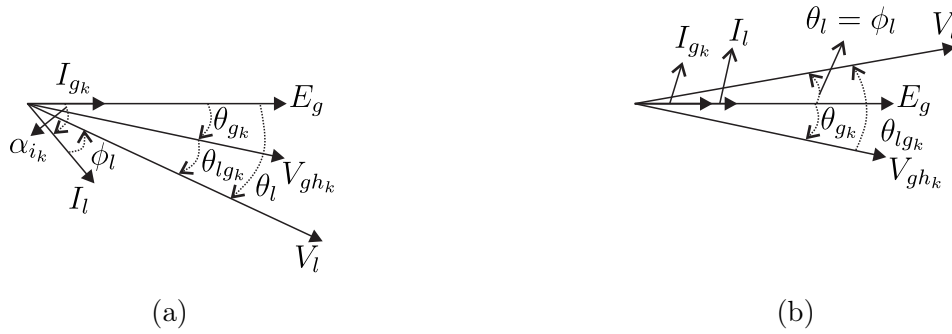


Figura 3.42: Diagramas fasoriais de tensões e correntes das configurações investigadas. (a) Convencional 3LT. (b) Proposta 6LPS-T..

A partir de (3.63), a corrente no braço compartilhado de um conversor k (i_{h_k}) e sua amplitude (I_{h_k}) é dada por:

$$i_{h_k} = i_l - i_{g_k}, \tag{3.81}$$

$$I_{h_k} = \sqrt{I_l^2 + I_{g_k}^2 - 2I_l I_{g_k} \cos(\alpha_{i_k})}, \tag{3.82}$$

onde I_{g_k} é a amplitude de i_{g_k} , I_l é a amplitude de i_l , e α_{i_k} é o ângulo de fase entre as correntes i_{g_k} e i_l .

Observando a Figura 3.42(a), θ_{lgk} e α_{i_k} podem ser definidos, respectivamente, por:

$$\theta_{lgk} = \theta_l - \theta_{g_k}, \tag{3.83}$$

$$\alpha_{i_k} = \theta_l - \phi, \tag{3.84}$$

onde θ_{g_k} é o ângulo de fase da tensão de referência $v_{g_k}^*$, θ_l é o ângulo de fase da tensão de referência v_l^* , e ϕ é o ângulo do fator de potência da carga.

A partir de (3.82), pode-se notar que I_{h_k} é mínima quando $\alpha_{i_k} = 0$. Substituindo esse resultado em (3.84), encontra-se $\theta_l = \phi$. Nesse caso, usando (3.83) tem-se $\theta_{lgk} = \phi - \theta_{g_k}$. Essa condição é apresentada no diagrama da Figura 3.42(b). Porém, o valor máximo que θ_{lgk} pode assumir para manter mínima a tensão nos barramentos CC deve ser considerado

ao se escolher $\theta_l = \phi$, para não ser necessário aumentar a tensão dos barramentos. Como θ_{lg_k} no caso do configuração 6LPS-T pode variar no intervalo $-60^\circ \leq \theta_{lg_k} \leq 60^\circ$, mantendo mínima a tensão nos barramentos capacitivos, é possível minimizar a corrente nos braços compartilhados para uma ampla faixa de fator de potência da carga. Desse modo, a técnica de minimização da corrente nos braços compartilhados pode ser implementada de modo a reduzir as perdas por condução e ao mesmo tempo manter mínimo os estresses de tensão nas chaves do conversor.

3.4.4 Estratégia de PWM

A estratégia PWM utilizada para definir os estados das chaves do conversor 6LPS-T baseia-se na técnica de modulação *Interleaved* que utiliza portadoras triangulares de alta frequência defasadas de $360^\circ/N_{conv}$ entre si, onde N_{conv} é o número de conversores conectados. A seguir serão mostrados como a determinação das tensões de polo de referência é realizada e como a comparação com as portadoras triangulares deve ser feita de modo a se obter resultados otimizados em termos de distorção harmônica e perdas nos semicondutores.

Determinação das Tensões de Polo de Referência

O sistema de controle define as tensões de referência $v_{gh_a}^*$, $v_{gh_b}^*$ e v_l^* que serão geradas pelo conversor proposto. A partir de $v_{gh_a}^*$, $v_{gh_b}^*$ e v_l^* , as seis tensões de polo de referência ($v_{ga0_a}^*$, $v_{ha0_a}^*$, $v_{gb0_b}^*$, $v_{hb0_b}^*$, $v_{la0_a}^*$ e $v_{lb0_b}^*$) são calculadas e comparadas com portadoras triangulares de alta frequência. Para tanto, três variáveis auxiliares denominadas v_{ha}^* , v_{hb}^* e v_{xl}^* são introduzidas. A partir do modelo do sistema, as seguintes expressões podem ser escritas:

$$v_{ga0_a}^* = v_{gh_a}^* + v_{ha}^* \quad (3.85)$$

$$v_{ha0_a}^* = v_{ha}^* \quad (3.86)$$

$$v_{gb0_b}^* = v_{gh_b}^* + v_{hb}^* \quad (3.87)$$

$$v_{hb0_b}^* = v_{hb}^* \quad (3.88)$$

$$v_{la}^* = v_l^* + v_{xh}^* \quad (3.89)$$

$$v_{ha}^* = v_{xh}^* \quad (3.90)$$

onde,

$$v_{lab}^* = v_{la0a}^* + v_{lb0b}^* \quad (3.91)$$

$$v_{xh}^* = v_{ha0a}^* + v_{hb0b}^* \quad (3.92)$$

Os valores de v_{ha}^* , v_{hb}^* e v_{xh}^* devem ser determinados respeitando-se seus limites máximo e mínimo que são obtidos a partir de (3.85)-(3.90), e calculados usando as seguintes relações:

$$v_{xh_{max}}^* = \frac{v_{C_a}}{2} + \frac{v_{C_b}}{2} - \max\{v_l^*, 0\} \quad (3.93)$$

$$v_{xh_{min}}^* = -\frac{v_{C_a}}{2} - \frac{v_{C_b}}{2} - \min\{v_l^*, 0\} \quad (3.94)$$

$$v_{ha_{max1}}^* = \frac{v_{C_a}}{2} - \max\{v_{gh_a}^*, 0\} \quad (3.95)$$

$$v_{ha_{min1}}^* = -\frac{v_{C_a}}{2} - \min\{v_{gh_a}^*, 0\} \quad (3.96)$$

$$v_{hb_{max1}}^* = \frac{v_{C_b}}{2} - \max\{v_{gh_b}^*, 0\} \quad (3.97)$$

$$v_{hb_{min1}}^* = -\frac{v_{C_b}}{2} - \min\{v_{gh_b}^*, 0\} \quad (3.98)$$

A partir de (3.92)-(3.96), os outros valores máximos e mínimos para v_{hb}^* podem ser calculados como

$$v_{hb_{max2}}^* = v_{xh_{max}}^* - v_{ha_{min1}}^* \quad (3.99)$$

$$v_{hb_{min2}}^* = v_{xh_{min}}^* - v_{ha_{max1}}^* \quad (3.100)$$

Introduzindo o parâmetro μ_{hb}^* ($0 \leq \mu_{hb}^* \leq 1$), a variável auxiliar v_{hb}^* é determinada por

$$v_{hb}^* = \mu_{hb}^* v_{hb_{max}}^* + (1 - \mu_{hb}^*) v_{hb_{min}}^* \quad (3.101)$$

onde,

$$v_{hb_{max}}^* = \min\{v_{hb_{max1}}^*, v_{hb_{max2}}^*\} \quad (3.102)$$

$$v_{hb_{min}}^* = \max\{v_{hb_{min1}}^*, v_{hb_{min2}}^*\} \quad (3.103)$$

Usando (3.92)-(3.94) e (3.101), os novos valores máximos e mínimos de v_{ha}^* são definidos como

$$v_{ha_{max2}}^* = v_{xh_{max}}^* - v_{hb}^* \quad (3.104)$$

$$v_{ha_{min2}}^* = v_{xh_{min}}^* - v_{hb}^* \quad (3.105)$$

Introduzindo o parâmetro μ_{ha}^* ($0 \leq \mu_{ha}^* \leq 1$), a variável auxiliar v_{ha}^* é determinada por

$$v_{ha}^* = \mu_{ha}^* v_{ha_{max}}^* + (1 - \mu_{ha}^*) v_{ha_{min}}^* \quad (3.106)$$

onde,

$$v_{ha_{max}}^* = \min\{v_{ha_{max1}}^*, v_{ha_{max2}}^*\} \quad (3.107)$$

$$v_{ha_{min}}^* = \max\{v_{ha_{min1}}^*, v_{ha_{min2}}^*\} \quad (3.108)$$

Calculados os valores de v_{ha}^* e v_{hb}^* , as tensões de polo v_{ga0a}^* , v_{ha0a}^* , v_{gb0b}^* , v_{hb0b}^* , v_{la}^* e v_{lb}^* podem ser determinadas usando (3.85)-(3.90), respectivamente.

A partir de (3.91) e usando a variável auxiliar v_{xl}^* , pode ser escrito

$$v_{la0a}^* = v_{la}^* + v_{xl}^* \quad (3.109)$$

$$v_{lb0b}^* = -v_{xl}^* \quad (3.110)$$

Os limites de v_{xl}^* são dados por

$$v_{xl_{max}}^* = \min\left\{\frac{v_{Ca}}{2} - v_{la}^*, v_{Cb}/2\right\} \quad (3.111)$$

$$v_{xl_{min}}^* = \max\left\{-\frac{v_{Ca}}{2} - v_{la}^*, -v_{Cb}/2\right\} \quad (3.112)$$

Satisfazendo esses limites e introduzindo o parâmetro μ_{xl}^* ($0 \leq \mu_{xl}^* \leq 1$), v_{xl}^* é dada por

$$v_{xl}^* = \mu_{xl}^* v_{xl_{max}}^* + (1 - \mu_{xl}^*) v_{xl_{min}}^* \quad (3.113)$$

Então, as tensões de polo v_{la0a}^* e v_{lb0b}^* são determinadas usando (3.109) e (3.110), respectivamente.

Comparação com as Portadoras Triangulares

Os estados das chaves do conversor proposto são determinados a partir da comparação das tensões de polo de referência com portadoras triangulares de alta frequência. Essa comparação pode ser realizada utilizando uma (Estratégia 1C - v_{t1}), duas (Estratégia 2C - v_{t1} e v_{t3}) ou quatro (Estratégia 4C - v_{t1} , v_{t2} , v_{t3} e v_{t4}) portadoras triangulares. Os estudos realizados para configuração 6LPS-T e publicados em de Lacerda et al. (2019a) demonstraram

que o uso da técnica *Interleaved* utilizando quatro portadoras triangulares resultou nos melhores resultados em termos de distorção harmônica e contribuiu para reduzir as perdas de potência nos dispositivos semicondutores. Portanto, apenas a estratégia 4C será detalhada neste documento.

A estratégia PWM *Interleaved* referenciada aqui como estratégia 4C consiste em comparar as tensões de polo de referência com quatro portadoras triangulares defasadas de 90° entre si, como ilustrado na Figura 3.43. Considerando o lado da rede elétrica, as tensões de polo $v_{g_a0_a}^*$ e $v_{h_a0_a}^*$ são comparadas com $v_{t_1}(\theta_{t_1} = 0^\circ)$, e $v_{g_b0_b}^*$ e $v_{h_b0_b}^*$ são comparadas com $v_{t_3}(\theta_{t_3} = 180^\circ)$. Como resultado, v_{gh_a} e v_{gh_b} são sintetizadas com três níveis e a tensão resultante do lado da rede (v_g ou v_g') são sintetizadas com cinco níveis. Considerando o lado da carga, para obter v_l com cinco níveis de tensão bem definidos, quando $v_l^* \geq (v_{C_a}^* + v_{C_b}^*)/2$ ou $v_l^* < -(v_{C_a}^* + v_{C_b}^*)/2$, as tensões de polo $v_{l_a0_a}^*$ e $v_{l_b0_b}^*$ são comparadas com $v_{t_2}(\theta_{t_2} = 90^\circ)$ e $v_{t_4}(\theta_{t_4} = 270^\circ)$, respectivamente, e, caso contrário, $v_{l_a0_a}$ e $v_{l_b0_b}$ são comparadas com $v_{t_1}(\theta_{t_1} = 0^\circ)$ e $v_{t_3}(\theta_{t_3} = 180^\circ)$, respectivamente.

Em adição, os parâmetros μ_{h_k} e μ_{x_l} devem ser definidos de forma apropriada para garantir que v_l vai ser sintetizada utilizando os níveis de tensão mais próximos e se consiga uma solução otimizada em termos de distorção harmônica e perdas nos dispositivos semicondutores. Para o conversor proposto, os resultados de simulação demonstraram que essa otimização é possível escolhendo-se $\mu_{x_l} = 0,5$, e definindo-se os parâmetros μ_{h_k} de acordo com o valor de i_{h_k} , usando o seguinte critério: se $i_{h_k} \geq 0$ faz-se $\mu_{h_k} = 1$, e se $i_{h_k} < 0$ faz-se $\mu_{h_k} = 0$.

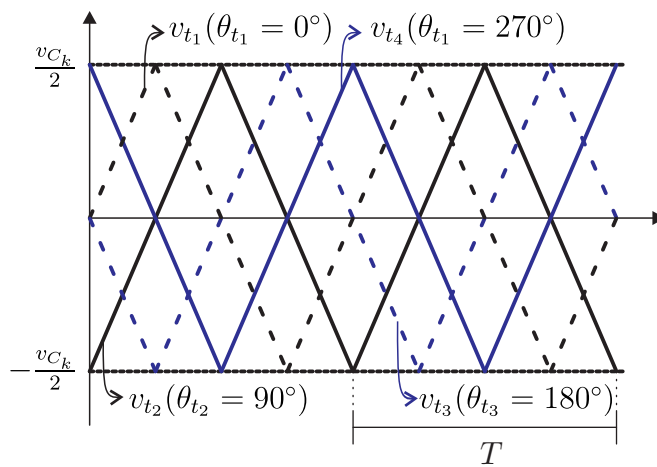


Figura 3.43: Portadoras triangulares.

3.4.5 Estratégia de Controle

O diagrama de controle e de potência da configuração proposta 6LPS-T é mostrado na Figura 3.44. Os conversores 3L devem operar sem fontes de tensão isoladas conectadas aos barramentos CC. Então, as tensões v_{C_a} e v_{C_b} são reguladas por controladores proporcional-integrais (PI) representados pelos blocos $R_{v_{C_a}}$ e $R_{v_{C_b}}$, respectivamente. A tensão de referência para os dois barramentos CC são iguais, isto é, $v_{C_a}^* = v_{C_b}^*$. Cada controlador PI determina a amplitude de referência da corrente de entrada dos conversores a e b , denominadas $I_{g_a}^*$ e $I_{g_b}^*$, respectivamente. O bloco PLL rastreia o ângulo da tensão da rede e_g representado por δ_g (Santos Filho et al., 2008). Por sua vez, os blocos $GEN - i_{g_a}^*$ e $SG - i_{g_b}^*$ fornecem as correntes instantâneas de referência $i_{g_a}^*$ e $i_{g_b}^*$, respectivamente, sincronizadas com a tensão da rede elétrica. Desse modo, a corrente i_g é mantida em fase com e_g , e o fator de potência da rede elétrica é controlado próximo do seu valor unitário. As correntes i_{g_a} e i_{g_b} são controladas por meio de um controlador de sequência dupla (Jacobina et al., 2001a), representados pelos blocos $R_{i_{g_a}}$ e $R_{i_{g_b}}$, respectivamente. Os controladores $R_{i_{g_a}}$ e $R_{i_{g_b}}$ fornecem na sua saída as tensões de referência $v_{gh_a}^*$ e $v_{gh_b}^*$, respectivamente. O bloco $GEN - v_l^*$ fornece a tensão de referência v_l^* , a partir de uma amplitude (V_l^*) e um ângulo (θ_l) de referência. Definidos os valores de $v_{gh_a}^*$, $v_{gh_b}^*$ e v_l^* , essas variáveis são usadas pela estratégia de PWM para definir os estados das chaves dos conversores.

O diagrama de potência mostrado na Figura 3.44 ilustra o esquema utilizado para implementar a configuração 6LPS-T. Sensores são utilizados para medir as variáveis e_g , i_{g_k} , i_{h_k} , e v_{C_k} . Os valores medidos são enviados ao DSP que executa as estratégias de PWM e de controle que definem os estados das chaves q_{s_k} .

3.4.6 Análises Comparativas das Configurações 3LT, 6LPS-2T e 6LPS-T

Nesta seção, a configuração proposta 6LPS-2T é comparada com as configurações 3LT e 6LPS-2T, consideradas aqui como topologias convencionais. As análises comparativas são realizadas em termos de distorção harmônica, classificação dos dispositivos semicondutores, perdas nos semicondutores, perdas nos transformadores e eficiência. As simulações foram realizadas em malha aberta utilizando os parâmetros especificados na Tabela 3.18. A topologia

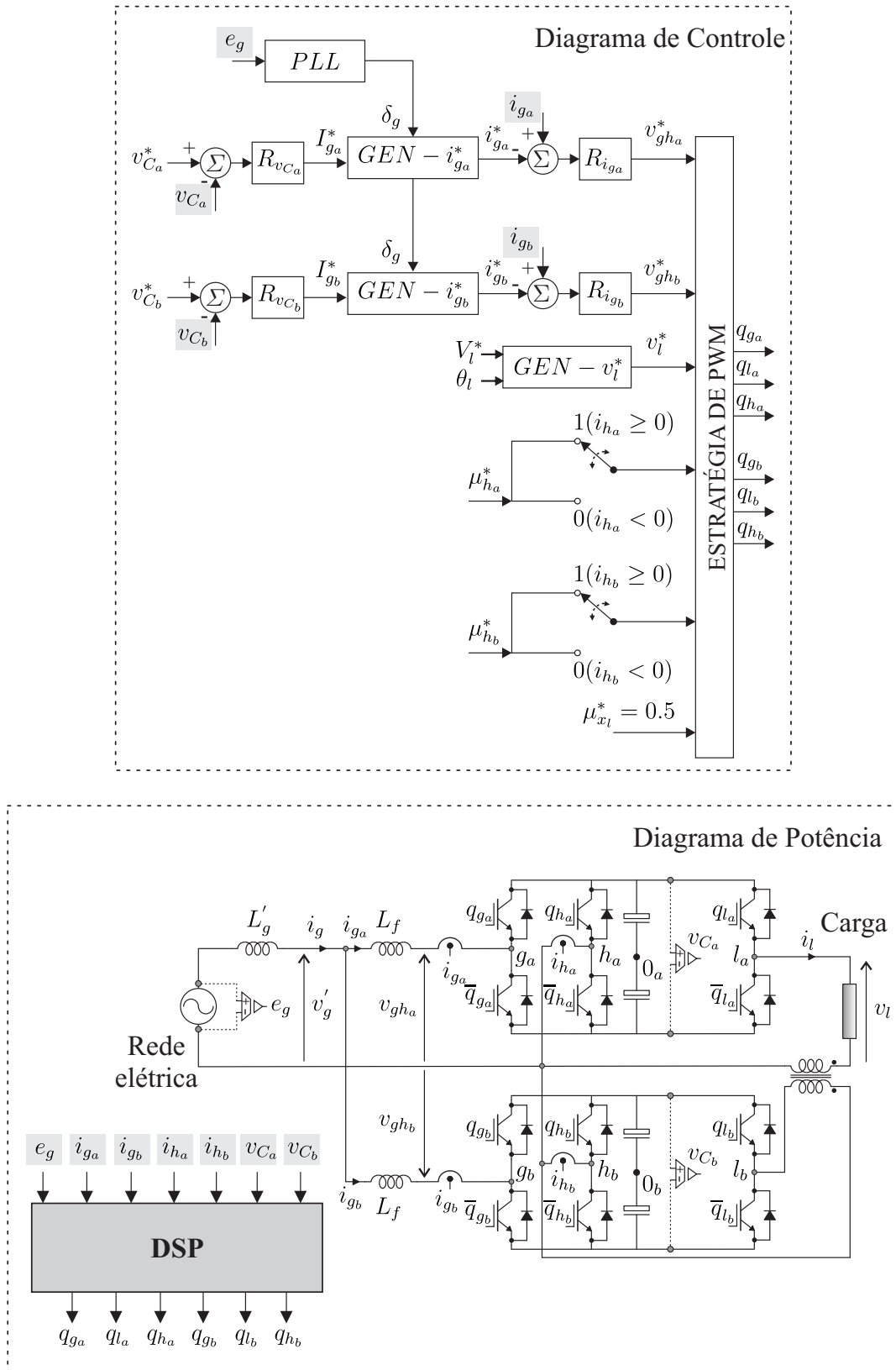


Figura 3.44: Diagramas de controle e de potência da configuração proposta 6LPS-T.

3LT foi simulada utilizando a estratégia de PWM vetorial discutida em Rodrigues e Jacobina (2018a) adaptada para o caso no qual a tensão nominal de saída é maior que a tensão nominal de entrada. A topologia 6LPS-2T foi simulada usando a estratégia PWM *Interleaved* baseada em portadoras triangulares de alta frequência defasadas entre si de 180°. A topologia proposta 6LPS-T foi simulada usando a estratégia *Interleaved* modificada, descrita na Seção 3.4.4. A topologia proposta também é avaliada utilizando a técnica de minimização da corrente nos braços compartilhados. Nesse caso, a topologia proposta será referenciada como configuração 6LPS-T*. As simulações computacionais foram implementadas utilizando os softwares MATLAB e PSIM.

Tabela 3.18: Parâmetros utilizados na comparação das configurações 3LT, 6LPS-2T e 6LPS-T.

Parâmetro		Valor
Tensão da rede elétrica	E_g	110 V (RMS)
Tensão de referência na carga	V_l^*	220 V (RMS)
Tensão do barramento CC (3LT)	v_{C_a}	163,34 V
Tensão dos barramentos CC (6LPS-T, 6LPS-2T)	v_{C_b}	163,34 V
Relação de espiras do transformador (6LPS-T, 3LT)	η_l	1
Relação de espiras dos transformadores (6LPS-2T)	η_l	2
Frequência de amostragem	f_s	10 kHz
Frequências da rede elétrica e da carga	f_g/f_l	60/60 Hz
Potência aparente da carga	S_l	0,5 – 5,5 kVA
Fator de potência da carga	f_p	0,95
Impedância da rede elétrica	z_g	$0,1Z_b^*$
Fator de potência da rede	f_{p_g}	1

* Z_b é a impedância de base.

Distorção Harmônica

A distorção harmônica das configurações analisadas foi avaliada calculando-se a THD das correntes da rede e da carga (i_g e i_l , respectivamente) e a WTHD das tensões chaveadas sintetizadas na entrada e na saída (v_g e v_l , respectivamente) dos conversores.

A Figura 3.45 mostra as tensões multiníveis sintetizadas pelos conversores estudados. Essas formas de onda explicam os resultados de distorção harmônica apresentados na Tabela 3.19. Como pode ser visto, a topologia proposta 6LPS-T sintetizou v_g com menor

WTHD que a topologia 3LT. Isso ocorre porque 6LPS-T sintetizou v_g com maior número de níveis. Em comparação com a topologia 6LPS-2T, a topologia proposta sintetizou v_g com a mesma WTHD, pois essas topologias geraram v_g com o mesmo número de níveis (cinco níveis). No caso da tensão de saída v_l , 6LPS-T sintetizou v_l com cinco níveis e obteve melhores resultados de WTHD em comparação com as topologias convencionais 3LT e 6LPS-2T. Como as correntes i_g e i_l são definidas em função das tensões v_g e v_l , respectivamente, 6LPS-T também mostrou-se vantajosa em termos da THD de corrente. Para a configuração proposta 6LPS-T, a THD da corrente i_g foi reduzida em cerca de 68% em comparação com a configuração 3LT, e a THD de i_l foi reduzida em cerca de 45%, em comparação com as configurações 3LT e 6LPS-2T. Considerando o caso em que a técnica de minimização das correntes nos braços compartilhados é aplicada, a configuração 6LPS-T* apresentou maiores distorções harmônicas do que quando a técnica não é utilizada e as tensões v_g^* e v_l^* estão sincronizadas com $\theta_{i_g} = 0^\circ$. No entanto, a configuração 6LPS-T* ainda apresentou menores distorções harmônicas que a configuração 3LT na entrada e na saída do sistema, e menores distorções que a configuração 6LPS-2T no lado da carga.

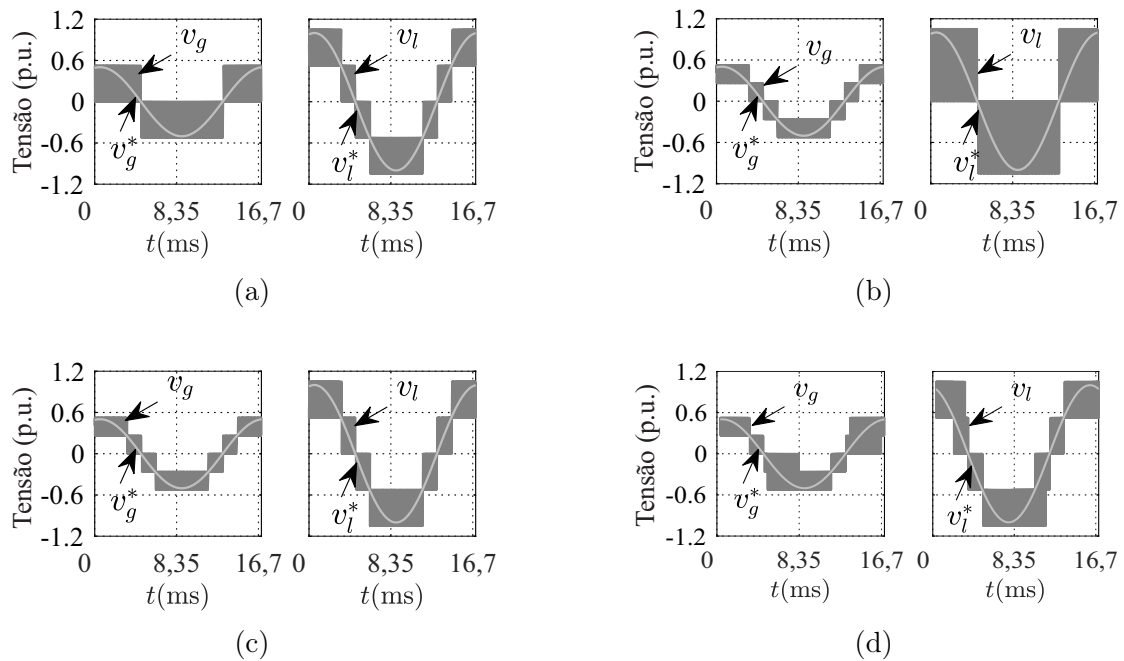


Figura 3.45: Tensões v_g e v_l geradas pelos conversores estudados. (a) Configuração 3LT. (b) Configuração 6LPS-2T. (c) Configuração 6LPS-T. (d) Configuração 6LPS-T*.

Tabela 3.19: WTHD (%) das tensões e THD (%) das correntes das configurações 3LT, 6LPS-2T e 6LPS-T.

Topologia	WTHD		THD		WTHD	THD
	v_g	v_l	i_g	i_l	Média	Média
3LT	0,27	0,15	2,75	0,47	0,21	1,61
6LPS-2T	0,09	0,18	1,04	0,49	0,14	0,77
6LPS-T	0,09	0,09	1,04	0,26	0,09	0,65
6LPS-T*	0,18	0,15	1,83	0,46	0,165	1,145

Classificação dos Dispositivos Semicondutores

Na Tabela 3.20 são apresentadas a classificação de tensão, corrente e frequência média de chaveamento dos dispositivos semicondutores das configurações estudadas na condição de operação em que as análises foram realizadas. Os valores de tensão e corrente são especificados em pu, considerando como valores de base a amplitude da tensão de referência da carga e a amplitude da corrente da carga, respectivamente. As frequências médias de chaveamento (f_{s_k}) são mostradas para o cenário em que todas as topologias operam com a mesma frequência de amostragem do PWM ($f_s = 10$ kHz) e para o cenário em que todas as topologias operam com a mesma WTHD média (0,21%).

Analisando as configurações estudadas em termos da classificação de corrente, pode-se observar que a configuração proposta 6LPS-T operou com menores correntes na maioria das chaves. Essa característica contribui para diminuir as perdas por condução nos braços desse conversor. Essas correntes são ainda menores nos braços compartilhados quando a técnica de minimização dessas correntes é utilizada (caso 6LPS-T*). Comparando as configurações 6LPS-T e 3LT, apesar da topologia 3LT possuir três braços a menos, as correntes nos braços g_a e h_a são, respectivamente, 10,5% e 100% maiores que as correntes nesses mesmos braços da topologia 6LPS-T. A topologia convencional 6LPS-2T tem o mesmo número de braços que a topologia proposta 6LPS-T, mas a maioria dos seus dispositivos semicondutores operou com maiores correntes em comparação com a solução proposta.

Comparando a classificação de tensão dos dispositivos semicondutores, nota-se que as chaves de todas as configurações analisadas operaram com a mesma tensão de bloqueio. Porém, a frequência média de chaveamento desses dispositivos é diferente. A topologia que apresentou os maiores valores de f_{s_k} foi a configuração convencional 3LT. Em relação a

Tabela 3.20: Classificação dos dispositivos semicondutores das configurações 3LT, 6LPS-2T e 6LPS.

Configuração 3LT						
Braço	g_a	h_a	l_a	g_b	h_b	l_b
Corrente (pu)	1,05	0,78	1,00	—	—	—
Tensão (pu)	0,525	0,525	0,525	0,525	0,525	0,525
f_{s_k} (kHz) - Mesma f_s	10,08	0,06	20,08	—	—	—
f_{s_k} (kHz) - Mesma WTHD média	10,08	0,06	20,08	—	—	—
Configuração 6LPS-2T						
Braço	g_a	h_a	l_a	g_b	h_b	l_b
Corrente (pu)	0,95	0,95	2,00	0,95	0,95	2,00
Tensão (pu)	0,525	0,525	0,525	0,525	0,525	0,525
f_{s_k} (kHz) - Mesma f_s	2,10	7,99	10,02	2,08	8,02	10,02
f_{s_k} (kHz) - Mesma WTHD média	1,14	4,02	5,04	1,14	4,02	5,04
Configuração proposta 6LPS-T						
Braço	g_a	h_a	l_a	g_b	h_b	l_b
Corrente (pu)	0,95	0,39	1,00	0,95	0,39	1,00
Tensão (pu)	0,525	0,525	0,525	0,525	0,525	0,525
f_{s_k} (kHz) - Mesma f_s	5,04	5,05	6,38	5,02	5,08	6,34
f_{s_k} (kHz) - Mesma WTHD média	1,86	1,86	3,06	1,86	1,86	3,06
Configuração proposta 6LPS-T*						
Braço	g_a	h_a	l_a	g_b	h_b	l_b
Corrente (pu)	0,95	0,05	1,00	0,95	0,05	1,00
Tensão (pu)	0,525	0,525	0,525	0,525	0,525	0,525
f_{s_k} (kHz) - Mesma f_s	5,76	7,14	4,38	4,18	8,64	4,36
f_{s_k} (kHz) - Mesma WTHD média	4,34	5,38	3,28	3,20	6,42	3,28

topologia 6LPS-2T, a maioria dos dispositivos da configuração proposta 6LPS-T apresentou menor frequência média de chaveamento. Sendo assim, a configuração proposta tende a apresentar menores estresses de chaveamento nos seus dispositivos.

Perdas nos Dispositivos Semicondutores

As perdas nos dispositivos semicondutores foram estimadas utilizando os módulos térmicos disponíveis no software PSIM. O dispositivo utilizado nas análises foi o módulo dual IGBT SEMIKRON SKM145GB066D 600 V 150 A. Os módulos térmicos forneceram as perdas por condução (P_{cd}) e chaveamento (P_{sw}) nos IGBTs e diodos anti-paralelos. As perdas totais foram obtidas a partir de $P_{Ts} = P_{cd} + P_{sw}$.

Na Figura 3.46, são mostrados os resultados de perdas nos dispositivos semicondutores das configurações estudadas operando com a mesma frequência de amostragem ($f_s = 10$ kHz). Para obter esses resultados, mantiveram-se fixas as tensões eficazes da rede e da carga em 110 V e 220 V, respectivamente, e variou-se a potência aparente da carga de $S_l = 500$ VA a $S_l = 7,5$ kVA, mantendo constante o fator de potência da carga em $f_p = 0,95$. Os valores numéricos das perdas são especificados em detalhes na Tabela 3.21 para $S_l = 500$ VA e $S_l = 5,5$ kVA.

A partir da Figura 3.46(a), pode-se observar que apesar de ter o mesmo número de dispositivos semicondutores que a configuração convencional 6LPS-2T, a topologia proposta 6LPS-T obteve significativa redução nas perdas por condução, principalmente nos cenários de maior potência. As perdas por condução da topologia proposta são ainda mais reduzidas quando a técnica de minimização das correntes nos braços compartilhados é usada (caso 6LPS-T*). Como a topologia convencional 3LT têm um menor número de semicondutores em comparação com as configurações 6LPS-2T e 6LPS-T, suas perdas por condução foram menores. No entanto, a diferença nas perdas por condução obtidas para essas três configurações não foi tão significativa quando $S_l \leq 1,5$ kVA.

Na Figura 3.46(b), são mostradas as perdas por chaveamento. Nesse aspecto, as configurações 3LT e 6LPS-T apresentaram perdas por chaveamento semelhantes quando $S_l \leq 1,5$ kVA. Porém, quando $S_l > 1,5$ kVA, as perdas por chaveamento da topologia 6LPS-T são menores do que as perdas por chaveamento da topologia 3LT. Em comparação com a topologia convencional 6LPS-2T, a configuração proposta 6LPS-T apresentou menores perdas por chaveamento em toda faixa de potência analisada. Apesar de operar com mesma tensão de bloqueio nas chaves, a solução proposta obteve menores perdas por chaveamento em comparação com as soluções convencionais devido a maioria dos seus dispositivos operarem

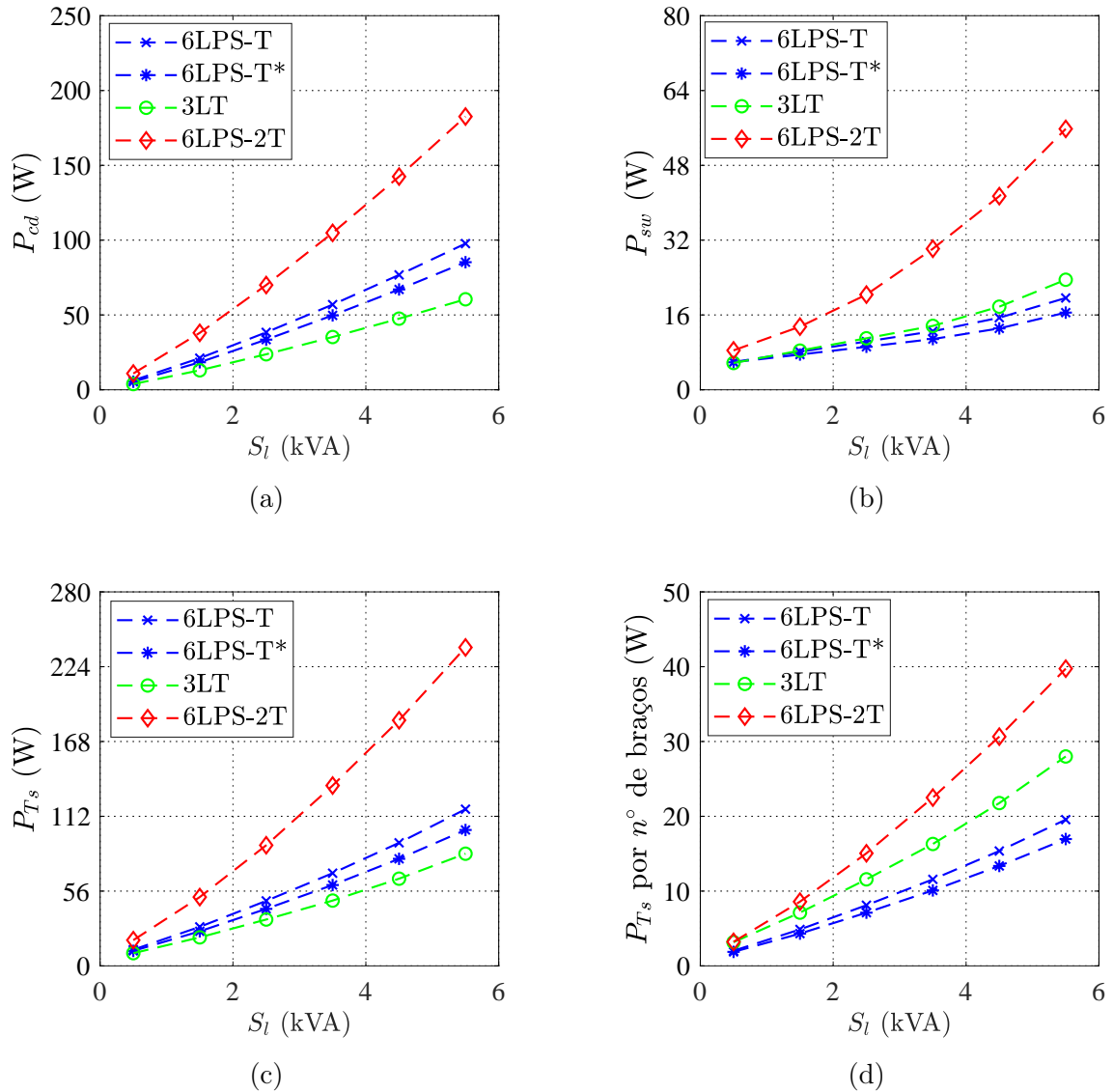


Figura 3.46: Perdas nos dispositivos semicondutores das configurações 3LT, 6LPS-2T e 6LPS-T operando com a mesma frequência de amostragem ($f_s = 10$ kHz) em função da potência aparente da carga S_l . (a) Perdas por condução (P_{cd}). (b) Perdas por chaveamento (P_{sw}). (c) Perdas totais (P_{T_s}). (d) Perdas totais nos semicondutores por número de braços.

com menor frequência média de chaveamento e menor corrente (veja a Tabela 3.20).

Na Figura 3.46(c), são apresentadas as perdas totais nos dispositivos semicondutores. A configuração convencional 3LT obteve menores perdas totais nos semicondutores que a topologia proposta 6LPS-T quando operam com a mesma frequência de amostragem $f_s = 10$ kHz. Porém, nesse cenário, a configuração proposta opera com redução significativa de distorções harmônicas nas tensões e correntes processadas. Desse modo que, a redução nas

Tabela 3.21: Perdas nos dispositivos semicondutores das configurações 3LT, 6LPS-2T e 6LPS-T operando com mesma $f_s = 10$ kHz quando $S_l = 500$ VA e $S_l = 5,5$ kVA.

$S_l = 500$ VA				
Topologia	P_{cd} (W)	P_{sw} (W)	P_{T_s} (W)	P_{T_s} por n° de braços (W)
3LT	3,80	5,72	9,52	3,17
6LPS-2T	10,86	8,42	19,28	3,21
6LPS-T	6,23	5,93	12,16	2,03
6LPS-T*	5,37	5,88	11,25	1,88
$S_l = 5,5$ kVA				
Topologia	P_{cd} (W)	P_{sw} (W)	P_{T_s} (W)	P_{T_s} por n° de braços (W)
3LT	60,47	23,53	84,00	28,00
6LPS-2T	182,62	55,80	238,42	39,74
6LPS-T	97,69	19,63	117,32	19,55
6LPS-T*	85,26	16,50	101,76	16,96

perdas em outros elementos do sistema podem ser reduzidas e compensar o aumento nas perdas totais dos semicondutores da configuração proposta. Vale ressaltar também que, em aplicações com tensões mais elevadas, a topologia proposta também pode vir a se tornar mais vantajosa que a configuração convencional 3LT em termos de perdas totais nos semicondutores, dado que nessas aplicações, a redução nas suas perdas por chaveamento poderá compensar o aumento nas suas perdas por condução. Em comparação com a configuração convencional 6LPS-2T, a configuração proposta 6LPS-T apresentou menores perdas totais nos dispositivos semicondutores em toda a faixa de potência analisada. Como o número de braços da topologia convencional 3LT é diferente do número de braços das outras topologias investigadas, as perdas totais nos semicondutores por número de braços também foram avaliadas. A Figura 3.46(d) mostra os resultados obtidos. Como pode ser visto, em toda a faixa de potência considerada, a configuração proposta 6LPS-T apresentou menores perdas totais nos semicondutores por número de braços, mostrando que, o aumento no número de chaves da configuração proposta não representou um aumento das perdas totais nas mesmas proporções. Além disso, esse resultado também pode indicar que as perdas totais nos semicondutores da configuração proposta são melhor distribuídas entre as chaves do conversor proposto, reduzindo os estresses de chaveamento nos semicondutores individualmente.

As perdas nos dispositivos semicondutores também foram avaliadas considerando todas as topologias operando com a mesma WTHD média (0,21%). Esse cenário é obtido quando

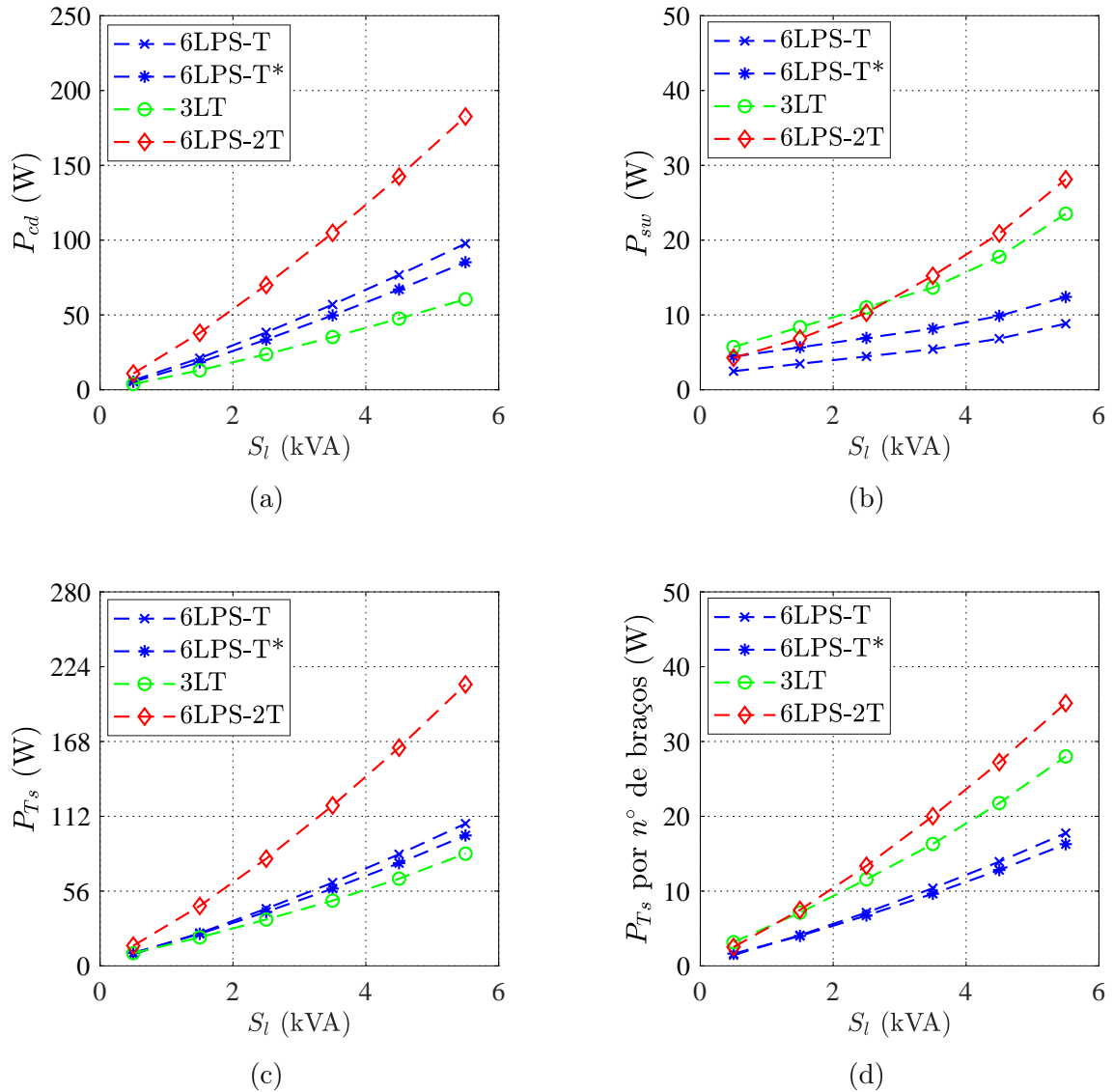


Figura 3.47: Perdas nos dispositivos semicondutores das configurações 3LT, 6LPS-2T e 6LPS-T operando com a mesma WTHD média (0,21%) em função da potência aparente da carga S_l . (a) Perdas por condução (P_{cd}). (b) Perdas por chaveamento (P_{sw}). (c) Perdas totais (P_{T_s}). (d) Perdas totais nos semicondutores por número de braços.

a frequência de amostragem das configurações 3LT, 6LPS-2T e 6LPS-T são iguais a 10 kHz, 5,04 kHz e 3,60 kHz, respectivamente. Quando a configuração proposta opera com minimização das correntes nos braços compartilhados (caso 6LPS-T*) esse valor de WTHD média é obtido quando $f_s = 7,44$ kHz. Os resultados obtidos nesse cenário são mostrados na Figura 3.47. A Tabela 3.22 apresenta os valores numéricos quando $S_l = 500$ VA e $S_l = 5,5$ kVA. Os resultados ilustrados na Figura 3.47(a) mostram que as perdas por condução se mantiveram constantes em comparação com o cenário em que as topologias operam com

mesma frequência de amostragem. A Figura 3.47(b) mostra as perdas por chaveamento. Nesse caso, como a configuração proposta 6LPS-T teve a frequência de amostragem do PWM reduzida para operar com a mesma WTHD média da topologia convencional 3LT, suas perdas por chaveamento foram ainda mais reduzidas e se tornaram menores do que as perdas das topologias convencionais em toda a faixa de potência analisada. A Figura 3.47(c) ilustra as perdas totais obtidas nesse cenário. Em comparação com a configuração convencional 6LPS-2T, a solução proposta apresentou menores perdas totais nos semicondutores em toda a faixa de potência analisada. Em comparação com a topologia convencional 3LT, a topologia proposta 6LPS-T apresentou menores perdas totais nos dispositivos semicondutores operando com baixa potência (veja o caso $S_l = 500$ VA). Porém, mesmo operando em cenários de maior potência, observa-se que a diferença nas perdas totais dos semicondutores dessas duas topologias não é tão expressiva, especialmente quando a 6LPS-T opera com a minimização das correntes nos braços compartilhados (caso 6LPS-T*). Analisando as perdas totais por número de braços mostrada na Figura 3.47(d), pode-se notar que a solução proposta apresentou valores ainda menores nesse cenário, indicando que, individualmente, seus dispositivos semicondutores operam com menores perdas e estresses de chaveamento em comparação com os dispositivos das soluções convencionais.

Tabela 3.22: Perdas nos dispositivos semicondutores das configurações 3LT, 6LPS-2T e 6LPS-T operando com mesma WTHD média (0, 21%) quando $S_l = 500$ VA e $S_l = 5, 5$ kVA.

$S_l = 500$ VA				
Topology	P_{cd} (W)	P_{sw} (W)	P_{T_s} (W)	P_{T_s} por n° de braços (W)
3LT	3, 80	5, 72	9, 52	3, 17
6LPS-2T	10, 85	4, 27	15, 12	2, 52
6LPS-T	6, 23	2, 48	8, 71	1, 45
6LPS-T*	5, 37	4, 43	9, 80	1, 63
$S_l = 5, 5$ kVA				
Topology	P_{cd} (W)	P_{sw} (W)	P_{T_s} (W)	P_{T_s} por n° de braços (W)
3LT	60, 47	23, 53	84, 00	28, 00
6LPS-2T	182, 62	28, 13	210, 75	35, 13
6LPS-T	97, 69	8, 83	106, 52	17, 75
6LPS-T*	85, 25	12, 41	97, 66	16, 28

Perdas nos Transformadores

A potência média processada nos transformadores e suas perdas são também parâmetros importantes que podem ser utilizados para comparar e avaliar as topologias estudadas.

As configurações 6LPS-T e 3LT são constituídas por um transformador de baixa frequência que, nas condições testadas, processa aproximadamente 50% da potência de saída do sistema. Quando a topologia 6LPS-T opera com a técnica de minimização das correntes nos braços compartilhados, a potência processada no transformador é reduzida para 45,5%. A configuração 6LPS-2T tem dois transformadores, cada um processa 50% da potência absoluta da carga. Portanto, as topologias 3LT e 6LPS-T apresentam-se mais vantajosas em comparação com a topologia 6LPS-2T, por possuírem um transformador a menos que processa aproximadamente apenas metade da potência da carga.

As perdas nos transformadores foram estimadas de acordo com as discussões apresentadas na Seção 3.2.6. Usando os critérios descritos ali, os transformadores das configurações estudadas operaram com eficiência de cerca de 96% em toda a faixa de potência analisada. Se uma metodologia otimizada for adotada no projeto dos transformadores, melhores resultados de perdas podem ser alcançados em comparação com os resultados apresentados (Hurley e Wölfle, 2013).

A Figura 3.48 mostra o comportamento das perdas nos transformadores (P_{T_t}). Os valores numéricos são especificados na Tabela 3.23 para $S_l = 500$ VA e $S_l = 5,5$ kVA. As perdas nos transformadores das configurações 3LT e 6LPS-T são aproximadamente iguais para toda faixa de potência considerada, porém, os menores valores foram obtidos pela topologia 6LPS-T quando a técnica de minimização das correntes nos braços compartilhados é usada, dado que, nesse caso, a potência processada no transformador é menor. A configuração 6LPS-2T apresentou maiores perdas totais nos transformadores pois essa configuração tem um transformador a mais que as topologias 3LT e 6LPS-T.

Eficiência

A partir dos resultados de perdas totais nos semicondutores e perdas nos transformadores (P_{T_s} e P_{T_t} , respectivamente), a eficiência das topologias estudadas foi estimada por meio da

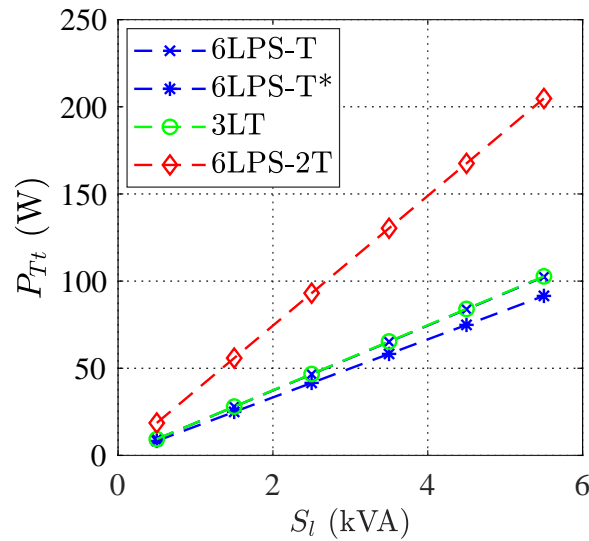


Figura 3.48: Perdas nos transformadores das configurações 3LT, 6LPS-2T e 6LPS-T.

Tabela 3.23: Perdas nos transformadores das configurações 3LT, 6LPS-2T e 6LPS-T quando $S_l = 500$ VA e $S_l = 5,5$ kVA.

Topologia	$S_l = 500$ VA	$S_l = 5,5$ kVA
	P_{T_t} (W)	P_{T_t} (W)
3LT	9,34	102,72
6LPS-2T	18,62	204,78
6LPS-T	9,31	102,44
6LPS-T*	8,32	91,52

seguinte expressão

$$E_f(\%) = \frac{P_l}{(P_l + P_{T_s} + P_{T_t})}. \tag{3.114}$$

onde P_l é a potência ativa entregue à carga.

A Figura 3.49 mostra os resultados de eficiência obtidos. A Figura 3.49(a) mostra os resultados de eficiência quando todas as topologias analisadas operam com mesma $f_s = 10$ kHz, e a Figura 3.49(b) mostra os resultados de eficiência quando todas as topologias operam com mesma WTHD média (0,21%). Na Tabela 3.24 são apresentados os valores numéricos de E_f quando $S_l = 500$ VA e $S_l = 5,5$ kVA.

Os resultados obtidos mostraram que a configuração proposta 6LPS-T tende a apresentar maior eficiência quando a técnica de minimização das correntes nos braços compartilhados é utilizada. Operando com a mesma frequência de amostragem, a configuração proposta 6LPS-

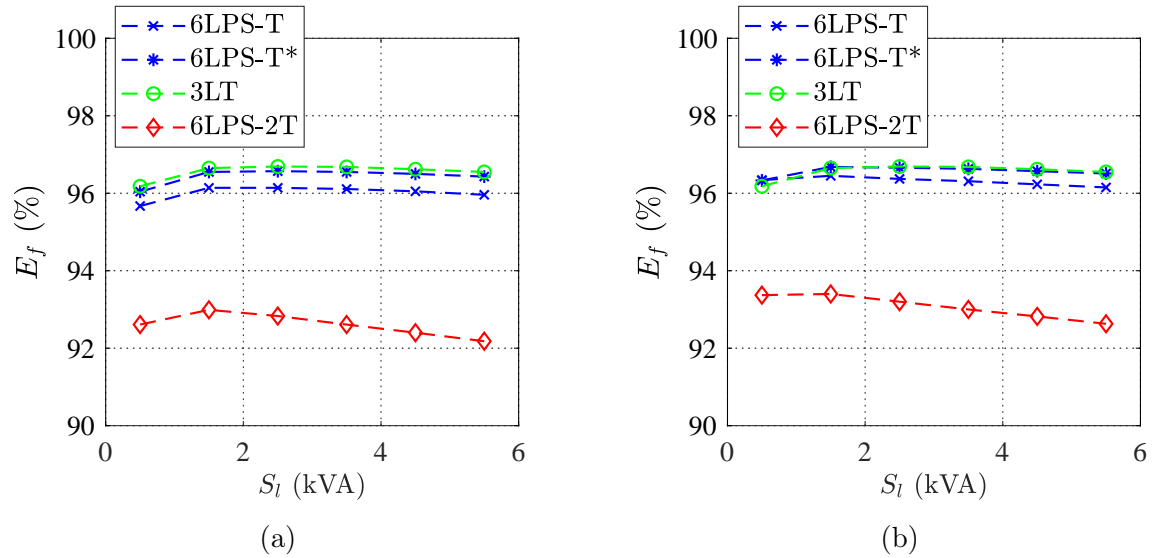


Figura 3.49: Eficiência (E_f) das configurações 3LT, 6LPS-2T e 6LPS-T em função da potência aparente da carga S_l . (a) Todas as topologias operando com a mesma frequência de amostragem ($f_s = 10$ kHz). (b) Todas as topologias operando com a mesma WTHD média (0,21%).

T apresentou eficiência maior do que a configuração convencional 6LPS-2T em toda a faixa de potência considerada. As configurações 3LT e 6LPS-T* apresentaram resultados de eficiência bastante aproximados. Como a topologia 6LPS-T apresenta menores distorções harmônicas nas tensões e correntes nesse cenário, essa configuração pode vir a apresentar maior eficiência quando são consideradas as perdas em todos os elementos do sistema. Operando com a mesma WTHD média, a configuração proposta 6LPS-T alcançou melhores resultados de eficiência que a configuração 3LT quando $S_l \leq 1,5$ kVA. Quando $S_l > 1,5$ kVA, a eficiência dessas duas configurações é aproximadamente igual quando a técnica de minimização das correntes nos braços compartilhados é usada. Nesse cenário, a configuração proposta 6LPS-T também apresentou maior eficiência que a configuração convencional 6LPS-2T em toda a faixa de potência analisada. Esses resultados mostram que a solução proposta pode atingir desempenho satisfatório em termos de eficiência em comparação às soluções convencionais em todos os cenários analisados.

É importante destacar que os resultados de eficiência apresentados aqui servem para apontar os cenários de tensão e potência nos quais a topologia proposta pode se tornar mais vantajosa que as soluções convencionais. Porém, como nas estimativas realizadas foram levadas em consideração apenas as perdas nos semicondutores e nos transformadores,

Tabela 3.24: Resultados de eficiência das topologias 3LT, 6LPS-2T e 6LPS-T quando $S_l = 500$ VA e $S_l = 5.5$ kVA.

Todas as topologias operando com mesma $f_s = 10$ kHz		
Topology	$S_l = 500$ VA E_f (%)	$S_l = 5,5$ kVA E_f (%)
3LT	96,18	96,55
6LPS-2T	92,61	92,18
6LPS-T	95,67	95,96
6LPS-T*	96,04	96,43
Todas as topologias operando com mesma WTHD média (0,21%)		
Topology	$S_l = 500$ VA E_f (%)	$S_l = 5,5$ kVA E_f (%)
3LT	96,18	96,55
6LPS-2T	93,37	92,63
6LPS-T	96,34	96,15
6LPS-T*	96,33	96,51

em aplicações práticas esses resultados podem variar a depender das características dos dispositivos semicondutores usados, do projeto do transformador, do ponto de operação do sistema, das perdas nos capacitores dos barramentos CC, das perdas nos filtros indutivos e de outras perdas intrínsecas ao sistema. Como uma grande parcela das perdas de potência dos conversores estudados são decorrentes da operação dos dispositivos semicondutores e transformadores, as conclusões obtidas por meio das análises comparativas apresentadas são suficientes para validar as vantagens do sistema proposto.

3.4.7 Resultados Experimentais

Resultados experimentais são apresentados para demonstrar a operação da configuração proposta 6LPS-T e validar a estratégia PWM *Interleaved* discutida e o sistema de controle desenvolvido. Os resultados experimentais foram obtidos na bancada experimental mostrada na Figura 2.9. O diagrama esquemático da montagem está ilustrado no diagrama de potência apresentado na Figura 3.44. Os parâmetros usados nos testes são especificados na Tabela 3.25.

A Figura 3.50 mostra os resultados obtidos para a configuração 6LPS-T alimentando uma carga RL. A Figura 3.50(a) ilustra as tensões geradas pelo conversor no lado da rede

Tabela 3.25: Parâmetros utilizados nos experimentos da configuração 6LPS-T.

Parâmetro		Valor
Tensão da rede elétrica	E_g	55 V (RMS)
Tensão de referência na carga	V_l	110 V (RMS)
Tensões de referência dos barramentos CC	$v_{C_a}^*$	81, 67 V
	$v_{C_b}^*$	81, 67 V
Capacitâncias dos barramentos CC	C_a/C_b	2200 μ F
Frequência das portadoras triangulares	f_s	10 kHz
Frequências da rede elétrica e da carga	f_g/f_l	60/60 Hz
Indutância do lado da rede elétrica	L'_g	2 mH
Indutâncias dos filtros nos braços paralelos	L_f	2 mH
Carga RL		
Potência aparente da carga	S_l	460 VA
Fator de potência da carga	f_p	0, 95 (indutivo)
Carga não linear		
Potência aparente da carga	S_l	560 VA
Fator de potência da carga	f_p	0, 80 (capacitivo)
Indutância do filtro	L_f	7 mH
Capacitância da carga	C_l	100 μ F
Resistência da carga	R_l	40 Ω
Indutância da carga	L_l	9 mH

elétrica e no lado da carga. Como pode ser visto, as tensões v'_g e v_l são sintetizadas com cinco níveis, como esperado, quando a estratégia de PWM *Interleaved* 4C é aplicada para controlar os estados das chaves da topologia proposta. As correntes da rede elétrica e da carga (i_g e i_l , respectivamente) também são mostradas. A Figura 3.50(b) traz as formas de onda das tensões geradas na entrada dos conversores a e b (v_{gh_a} e v_{gh_b} , respectivamente). Essas tensões foram sintetizadas com três níveis de tensão bem definidos. As correntes na entrada dos módulos, i_{g_a} e i_{g_b} , também são mostradas. Essas correntes são iguais a aproximadamente metade da corrente da rede elétrica devido à conexão paralela dos módulos no lado da rede. Os resultados apresentados na Figura 3.50(c) mostra que o sistema de controle desenvolvido atuou satisfatoriamente na regulação das tensões dos barramentos CC (v_{C_a} e v_{C_b}) e no controle do fator de potência da rede elétrica, por manter sincronizada a corrente i_g com a tensão da fonte de alimentação e_g . Na Figura 3.50(d), é apresentado o comportamento transitório e em regime permanente do sistema quando a carga RL é conectada aos terminais de saída do conversor. Na Figura 3.50(e), é apresentado o comportamento do sistema quando submetido a um transitório de carga, no qual a potência aparente é incrementada de $S_l = 460$ VA para $S_l = 770$ VA (cerca de 67%). Em todos os casos, pode-se observar que após

o transitório, as tensões nos barramentos capacitivos e a corrente da rede mantiveram-se controladas adequadamente, validando o sistema de controle desenvolvido.

A Figura 3.51 apresenta os resultados obtidos para a configuração 6LPS-T alimentado uma carga não linear. A Figura 3.51(a) ilustra as tensões chaveadas sintetizadas no lado da rede e no lado da carga com cinco níveis de tensão bem definidos, como esperado. Pode-se verificar também que a corrente da rede elétrica i_g é senoidal apesar da corrente da carga i_l apresentar consideráveis distorções. A Figura 3.51(b) mostra as tensões v_{gh_a} e v_{gh_b} , e as correntes senoidais i_{g_a} e i_{g_b} . As tensões nos barramentos CC, v_{C_a} e v_{C_b} , controladas adequadamente e a corrente i_g sincronizada com a tensão e_g estão ilustradas na Figura 3.51(c). O espectro das correntes i_g e i_l são apresentados nas Figuras 3.51(d) e 3.51(e), respectivamente. Como pode ser visto, apesar da corrente i_l apresentar alta distorção harmônica ($THD_{i_l} = 39,11\%$), a corrente da rede i_g é senoidal com baixa distorção harmônica ($THD_{i_g} = 3,04\%$).

3.4.8 Conclusões

Nesta seção, foi proposta e analisada uma configuração multinível CA-CC-CA constituída por dois módulos de conversores 3L conectados em paralelo no lado da rede elétrica e em série no lado da carga usando um transformador. A topologia estudada e referenciada como configuração 6LPS-T mostrou ser uma alternativa interessante para aplicações em sistemas nos quais a tensão nominal da carga é maior do que a tensão nominal da rede elétrica. As principais características do conversor foram apresentadas, incluindo o modelo do sistema, a especificação dos parâmetros, uma técnica para reduzir as correntes nos braços compartilhados e uma estratégia de PWM *Interleaved* que otimiza as distorções harmônicas e as perdas nos dispositivos semicondutores do conversor. Um sistema de controle que regula as tensões dos barramentos CC e controla o fator de potência da rede elétrica próximo da unidade foi discutido. As análises comparativas realizadas usando como referência as configurações convencionais 3LT e 6LPS-2T mostraram que a configuração proposta 6LPS-T reduz as distorções harmônicas nas tensões e correntes processadas, opera com menor classificação de corrente e menor frequência média de chaveamento na maioria dos seus dispositivos semicondutores, possui menores perdas por chaveamento e pode operar com maior eficiência. Comparada à configuração convencional 3LT, a configuração 6LPS-T é mais vantajosa em termos de perdas totais nos semicondutores e eficiência em aplicações com baixa corrente.

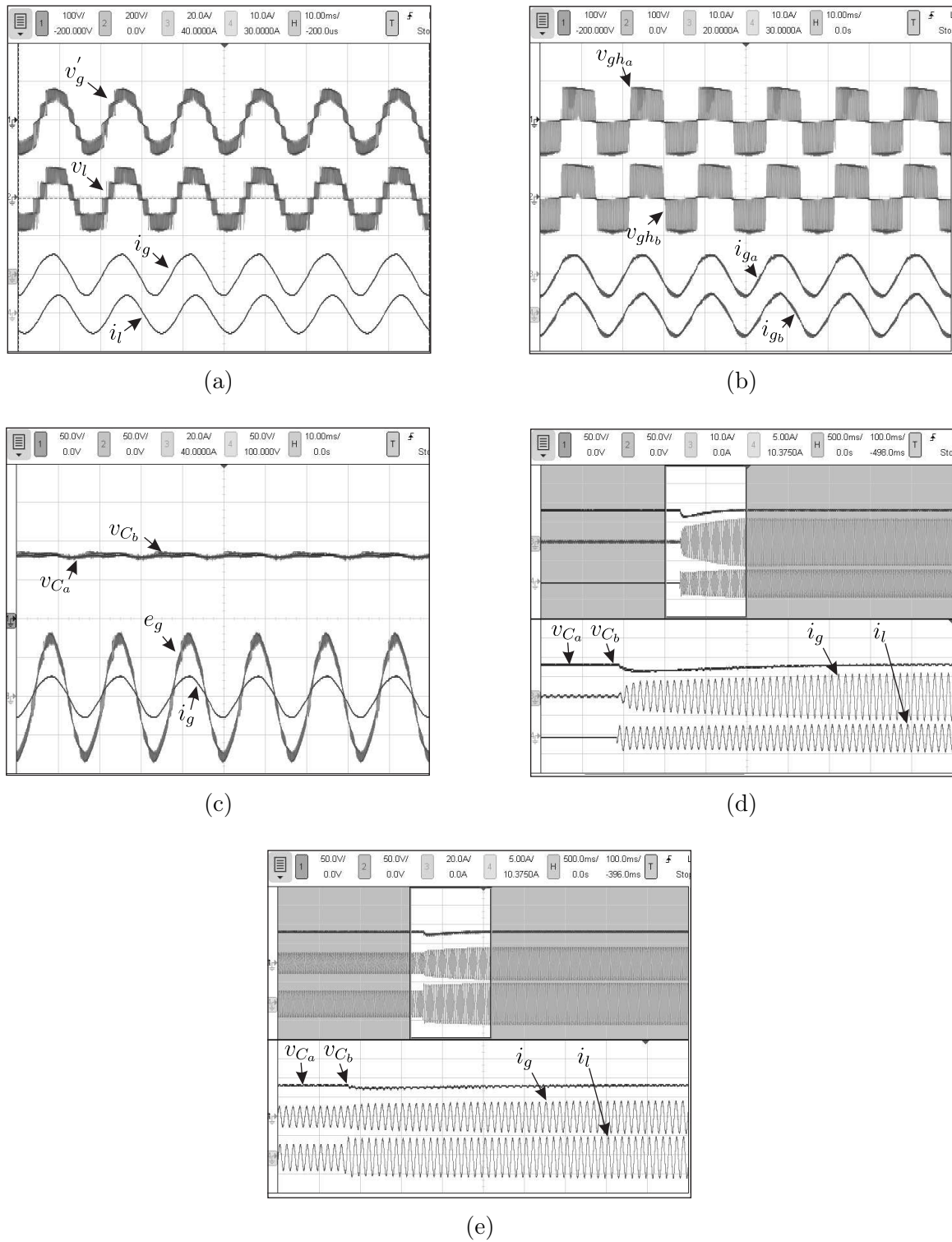


Figura 3.50: Resultados experimentais da configuração 6LPS-T alimentando uma carga RL. (a) Tensões sintetizadas v_g e v_l , e correntes i_g e i_l . (b) Tensões v_{gha} e v_{ghb} , e correntes i_{ga} e i_{gb} . (c) Tensão e_g e corrente i_g sincronizadas e tensões dos barramentos CC v_{C_a} e v_{C_b} controladas. (d) Conexão da carga RL aos terminais de saída do conversor. (e) Transitório de carga.

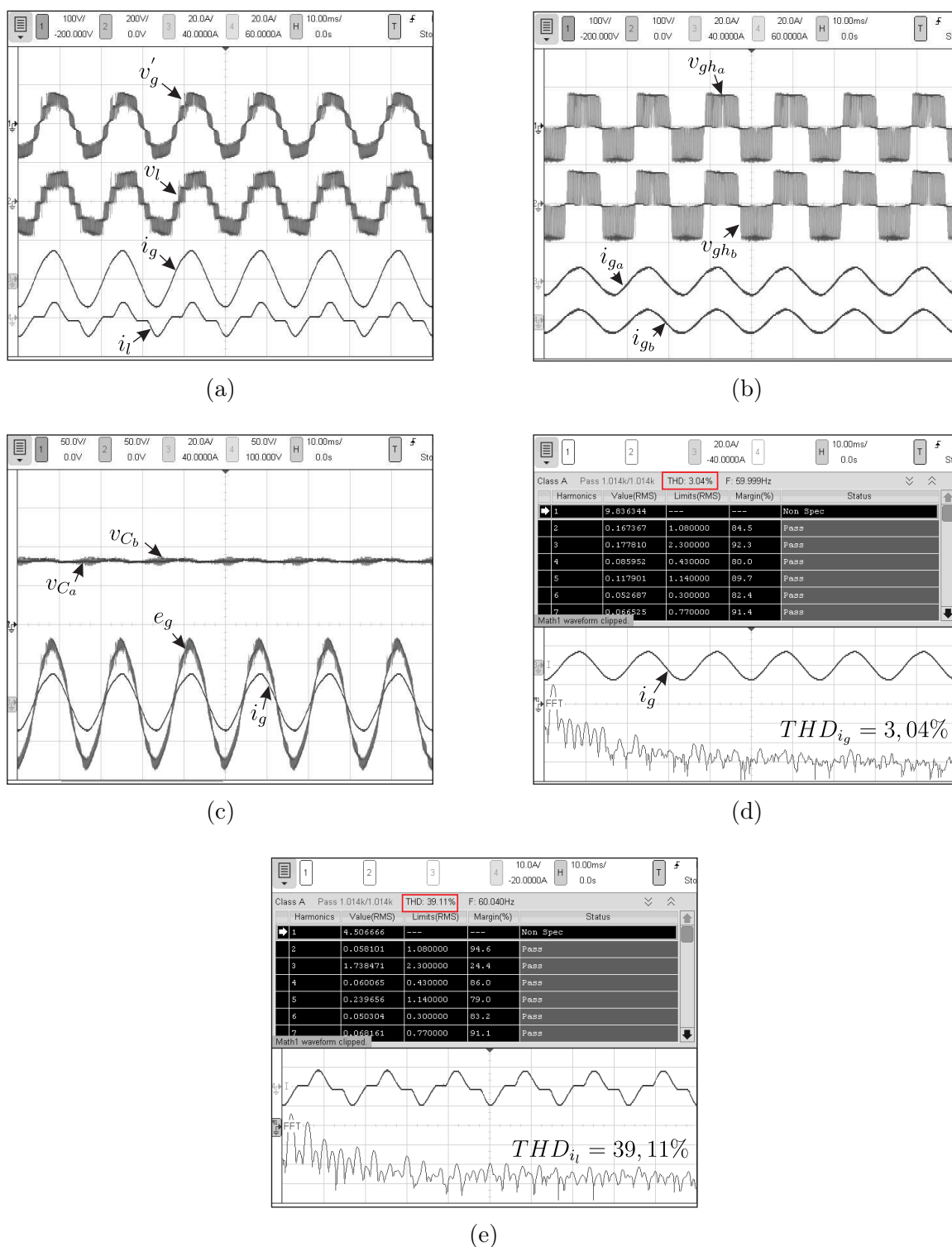


Figura 3.51: Resultados experimentais da configuração 6LPS-T alimentando uma carga não linear. (a) Tensões sintetizadas v_g e v_l , e correntes i_g e i_l . (b) Tensões v_{gha} e v_{ghb} , e correntes i_{ga} e i_{gb} . (c) Tensão e_g e corrente i_g sincronizadas e tensões dos barramentos CC v_{Ca} e v_{Cb} controladas. (d) Espectro de i_g ($THD_{i_g} = 3,04\%$). (e) Espectro de i_l ($THD_{i_l} = 39,11\%$).

Apesar de que, quando a técnica para minimizar as correntes nos braços compartilhados é aplicada à topologia 6LPS-T, observou-se que as perdas nos semicondutores e a eficiência alcançada por essas duas topologias é bastante aproximada em aplicações com corrente mais elevada. Em comparação com a configuração convencional 6LPS-2T, a topologia proposta 6LPS-T mostrou-se vantajosa em toda a faixa de potência analisada. Resultados experimentais foram apresentados para validar a operação do sistema proposto, a estratégia de PWM *Interleaved* descrita e a estratégia de controle discutida. Os resultados obtidos mostraram o sistema operando em regime permanente com carga RL e com carga não linear. Mostrou-se também a operação do sistema quando submetido a um transitório de carga. Desse modo, os resultados obtidos demonstraram que a configuração proposta pode fornecer à carga tensão alternada com amplitude e frequência fixas, compensar distorções harmônicas provenientes de cargas não lineares e operar com a corrente da rede elétrica senoidal, com alta fator de potência e baixa distorção harmônica, sendo assim uma alternativa bastante atrativa para aplicações como UPSs e UPQCs.

4

Conversores Baseados na Conexão de Módulos 3L e Ponte H usando Transformadores

Neste capítulo, são estudados três conversores multiníveis CA-CC-CA monofásicos derivados da conexão em série de dois conversores HB e um conversor 3L usando dois transformadores de baixa frequência. Todos os módulos são conectados ao mesmo barramento CC. As topologias propostas são denominadas como configurações 7L2T-GL, 7L2T-GH e 7L2T-HL. Essas estruturas podem ser utilizadas para mitigar afundamentos e sobretensões na tensão da rede elétrica e fornecer tensão à carga com amplitude e frequência fixas. Elas também operam com a corrente da rede elétrica senoidal e com alto fator de potência. Portanto, podem ser aplicadas na regulação de tensão, na correção de fator de potência e na compensação de correntes harmônicas provenientes de cargas não lineares, tais como em sistemas UPSs e UPQCs.

A configuração 7L2T-GL, representada na Figura 4.1(a), é formada a partir da inserção de um conversor HB no lado da rede elétrica e de outro no lado da carga, usando transformadores que são conectados em série com a rede e com a carga, respectivamente. A configuração 7L2T-GH, representada na Figura 4.1(b), é constituída por um conversor HB inserido no lado da rede elétrica por meio de um transformador que é conectado em série com a rede, e de um conversor HB inserido no ramo compartilhado entre o lado da rede e da carga usando um transformador que é conectado em série com o braço compartilhado do

conversor 3L. Por fim, a configuração 7L2T-HL, representada na Figura 4.1(c), é formada por um conversor HB conectada em série por meio de um transformador ao braço compartilhado do conversor 3L e um conversor HB conectada em série no lado da carga por meio de um transformador. A configuração 7L2T-GL foi discutida de forma simplificada em Rodrigues et al. (2016). No presente trabalho, essa configuração é caracterizada e analisada detalhadamente em diferentes cenários de aplicação. As configurações 7L2T-GL, 7L2T-GH e 7L2T-HL são avaliadas em comparação com as topologias 4LT (mostrada na Figura 1.2) e 6LT (mostrada na Figura 1.4), consideradas aqui como configurações convencionais, e com as topologias 6L-2T (mostrada na Figura 3.1) e 6L-TF (mostrada na Figura 3.20) propostas e caracterizadas nas Seções 3.2 e 3.3 deste trabalho.

Para todas as configurações propostas e analisadas neste capítulo, a inserção do conversor HB mais transformador em série com a fonte de alimentação aumenta a tensão disponível na entrada do conversor, tornando possível a compensação de sobretensões na tensão fundamental da rede elétrica, sem que haja a necessidade de aumentar a tensão do barramento CC das estruturas. A relação de espiras do transformador também pode ser escolhida de modo a maximizar o número de níveis da tensão sintetizada na entrada do conversor, de modo a minimizar as distorções harmônicas geradas pelo conversor no lado da rede elétrica. Por sua vez, a inserção do conversor HB mais transformador em série com a carga ou em série com o braço compartilhado do conversor 3L, permite aumentar o número de níveis da tensão gerada na saída do conversor, assim como também reduz a tensão mínima do barramento CC requerida pelo conversor para gerar suas tensões de referência.

Para as configurações 7L2T-GL, 7L2T-GH e 7L2T-HL, são apresentados o modelo do sistema, as especificações da tensão do barramento CC e da relação de espiras dos transformadores para maximizar o número de níveis das tensões sintetizadas pelos conversores; uma técnica de PWM vetorial que define os estados das chaves de modo a minimizar a frequência média de chaveamento desses dispositivos; e uma estratégia de controle para regular a tensão do barramento CC e manter a corrente de entrada senoidal e em fase com a tensão da rede elétrica, resultando na maximização do fator de potência da corrente da rede. Os critérios utilizados na comparação das estruturas propostas e convencionais são a distorção harmônica das formas de onda das tensões e correntes processadas, a classificação dos dispositivos semicondutores, a potência processada pelos transformadores e as perdas nos dispositivos

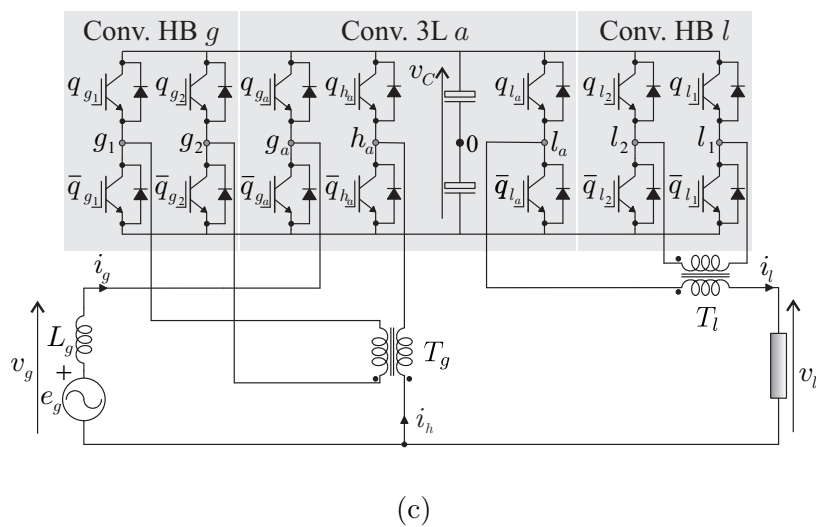
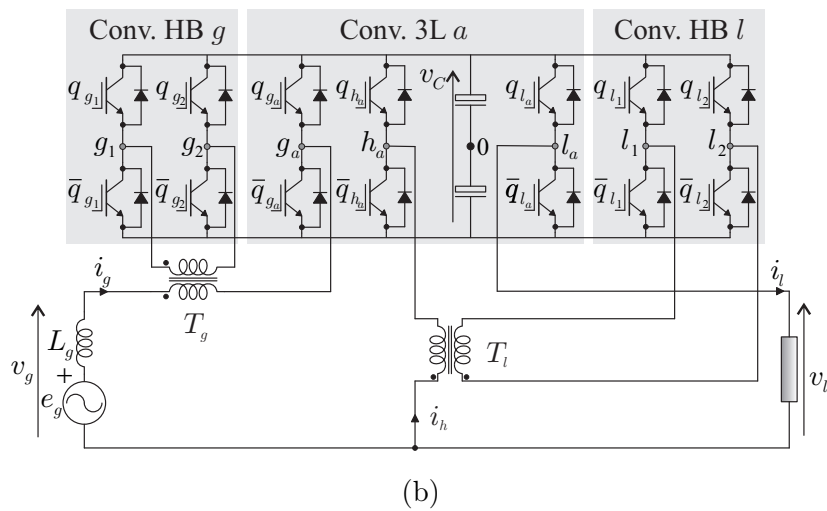
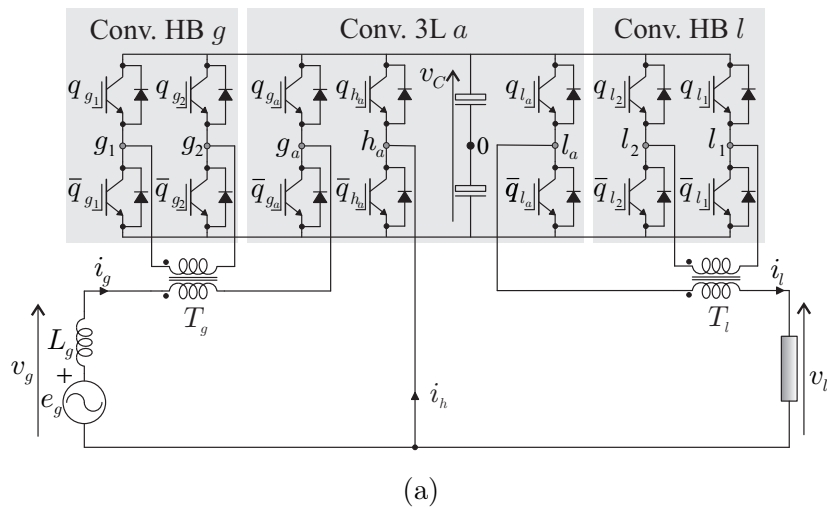


Figura 4.1: Topologias CA-CC-CA propostas. (a) Configuração 7L2T-GL. (b) Configuração 7L2T-GH. (c) Configuração 7L2T-HL.

semicondutores. Resultados experimentais são apresentados para validar os estudos teóricos desenvolvidos. Parte dos estudos apresentados nesse capítulo foram publicados em de Lacerda et al. (2020a).

4.1 Modelo do Sistema

Os conversores estudados são formados a partir da conexão de um conversor 3L e dois conversores HB por meio de transformadores. As estruturas são usadas para alimentar uma carga CA monofásica a partir de uma fonte de tensão CA monofásica. Para as configurações estudadas, as seguintes expressões podem ser derivadas dos seus circuitos equivalentes representados na Figura 4.2.

Para o lado da rede elétrica, têm-se

$$e_g = r_g i_g + l_g \frac{di_g}{dt} + v_g \quad (4.1)$$

$$i_g = i_l - i_h \quad (4.2)$$

onde e_g é a tensão da rede elétrica, r_g e l_g representam, respectivamente, a resistência e a indutância do lado da rede (a impedância do circuito do lado da rede é representada por L_g) e i_g , i_l e i_h são as correntes na rede, na carga e no ramo compartilhado entre a rede e carga, respectivamente.

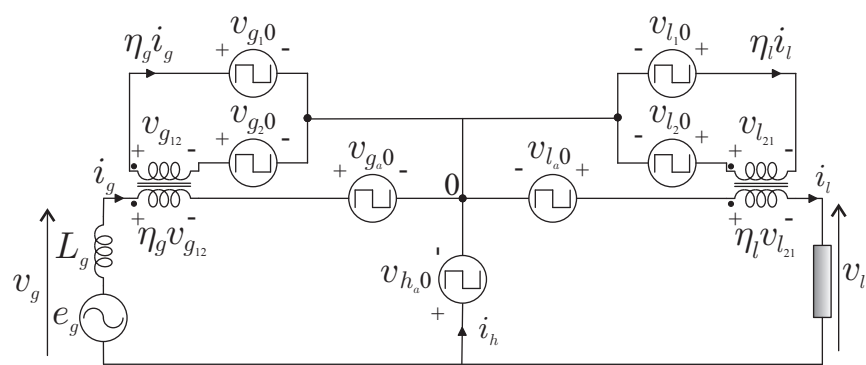
Aplicando a lei de *Kirchhoff* das tensões aos circuitos do lado da rede, as tensões sintetizadas na entrada (v_g) das topologias 7L2T-GL, 7L2T-GH e 7L2T-HL são, respectivamente, determinadas como segue

$$v_g = \eta_g v_{g12} + v_{gha} \quad (4.3)$$

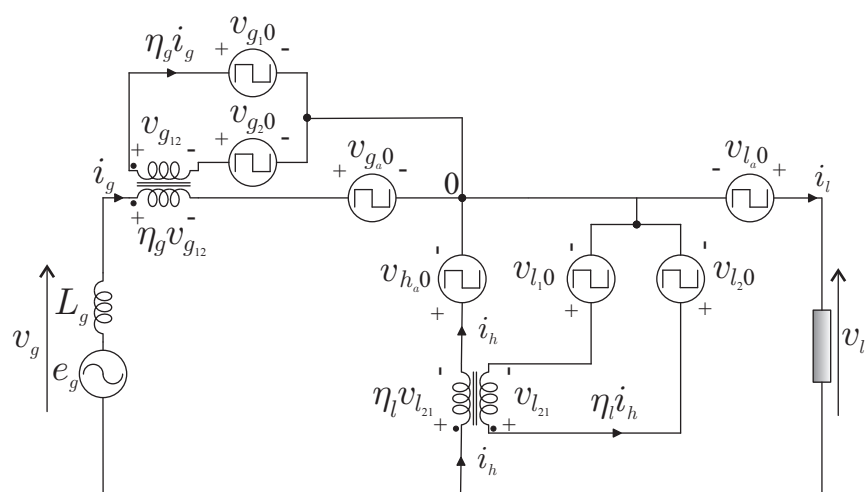
$$v_g = \eta_g v_{g12} + v_{gha} + \eta_l v_{l12} \quad (4.4)$$

$$v_g = \eta_g v_{g12} + v_{gha} \quad (4.5)$$

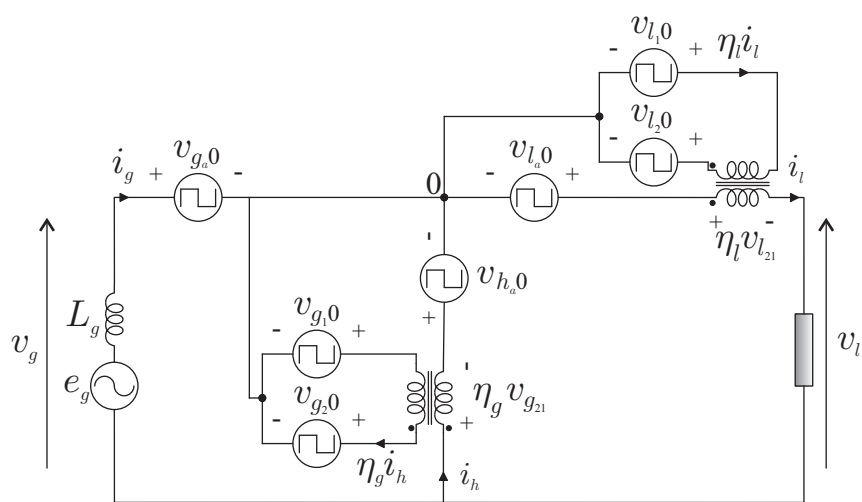
Aplicando a lei de *Kirchhoff* das tensões aos circuitos do lado da carga, a tensão sintetizada na saída (v_l) dos conversores 7L2T-GL, 7L2T-GH e 7L2T-HL são, respectivamente,



(a)



(b)



(c)

Figura 4.2: Circuitos simplificados das topologias propostas. (a) Configuração 7L2T-GL. (b) Configuração 7L2T-GH. (c) Configuração 7L2T-HL.

calculadas como segue

$$v_l = \eta_l v_{l_{12}} + v_{lh_a} \quad (4.6)$$

$$v_l = \eta_l v_{l_{12}} + v_{lh_a} \quad (4.7)$$

$$v_l = \eta_l v_{l_{12}} + v_{lh_a} + \eta_g v_{g_{12}} \quad (4.8)$$

com

$$v_{gh_a} = v_{g_a0} - v_{h_a0} \quad (4.9)$$

$$v_{g_{12}} = v_{g_10} - v_{g_20} \quad (4.10)$$

$$v_{lh_a} = v_{l_a0} - v_{h_a0} \quad (4.11)$$

$$v_{l_{12}} = v_{l_10} - v_{l_20} \quad (4.12)$$

As variáveis v_{g_a0} , v_{l_a0} , v_{h_a0} , v_{g_10} , v_{g_20} , v_{l_10} e v_{l_20} representam as tensões de polo do conversor, e as variáveis η_g , η_h e η_l representam a relação de espiras dos transformadores T_g e T_l , respectivamente.

Assumindo que q_{s_k} representa o estado binário da chave superior do braço s_k e v_C é a tensão do barramento CC, as tensões de polo são calculadas em função dos estados das chaves do seguinte modo

$$v_{s_k0} = (2q_{s_k} - 1) \frac{v_C}{2} \quad (4.13)$$

onde $s = g, h, l$ e $k = a, 1, 2$.

4.2 Especificação da Tensão do Barramento CC e da Relação de Espiras dos Transformadores

A partir de (4.3), (4.6) e (4.13), para que a configuração 7L2T-GL sintetize corretamente as tensões de referência v_g^* e v_l^* , as seguintes condições devem ser satisfeitas:

$$|v_g^*| \leq \eta_g v_C + v_C \quad (4.14)$$

$$|v_l^*| \leq \eta_l v_C + v_C \quad (4.15)$$

$$|v_l^* - v_g^*| \leq \eta_g v_C + v_C + \eta_l v_C \quad (4.16)$$

Usando as condições definidas em (4.14)-(4.16), a tensão mínima do barramento CC da configuração 7L2T-GL é dada por

$$v_{C_{min}} = \max \left\{ \frac{|v_g^*|}{(\eta_g + 1)}, \frac{|v_l^*|}{(\eta_l + 1)}, \frac{|v_l^* - v_g^*|}{(\eta_g + \eta_l + 1)} \right\} \quad (4.17)$$

Para a configuração 7L2T-GH, a partir de (4.4), (4.7) e (4.13), as seguintes condições devem ser satisfeitas:

$$|v_g^*| \leq \eta_g v_C + v_C + \eta_l v_C \quad (4.18)$$

$$|v_l^*| \leq \eta_l v_C + v_C \quad (4.19)$$

$$|v_l^* - v_g^*| \leq \eta_g v_C + v_C \quad (4.20)$$

Utilizando as condições definidas em (4.18)-(4.20), a tensão mínima do barramento CC da configuração 7L2T-GH é dada por

$$v_{C_{min}} = \max \left\{ \frac{|v_g^*|}{(\eta_g + \eta_l + 1)}, \frac{|v_l^*|}{(\eta_l + 1)}, \frac{|v_l^* - v_g^*|}{(\eta_g + 1)} \right\} \quad (4.21)$$

Finalmente, para a configuração 7L2T-HL, a partir de (4.5), (4.8) e (4.13), v_g^* e v_l^* devem satisfazer as seguintes condições:

$$|v_g^*| \leq v_C + \eta_h v_C, \quad (4.22)$$

$$|v_l^*| \leq v_C + \eta_h v_C + \eta_l v_C, \quad (4.23)$$

$$|v_l^* - v_g^*| \leq v_C + \eta_l v_C. \quad (4.24)$$

Desse modo, usando as condições (4.22)-(4.24), a tensão mínima do barramento CC da configuração 7L2T-HL é calculada como segue

$$v_{C_{min}} = \max \left\{ \frac{|v_g^*|}{(\eta_g + 1)}, \frac{|v_l^*|}{(\eta_g + \eta_l + 1)}, \frac{|v_l^* - v_g^*|}{(\eta_l + 1)} \right\} \quad (4.25)$$

Os valores das relações de espiras dos transformadores (η_g e η_l) são determinados com a finalidade de maximizar o número de níveis das tensões sintetizadas na entrada e na saída dos conversores, reduzir a tensão de bloqueio e as correntes dos dispositivos de potência, e permitir a compensação de sobretensões na tensão fundamental da rede de alimentação. As Tabelas 4.1, 4.2 e 4.3 apresentam, respectivamente, as principais características das configurações 7L2T-GL, 7L2T-GH e 7L2T-HL de acordo com os valores de η_g e η_l . São especificados

os cenários mais apropriados de aplicação dos conversores em função dos níveis de tensão da fonte de alimentação e da tensão de referência da carga (E_g e V_l^* , respectivamente), o número máximo de níveis que podem ser sintetizados pelas tensões v_g e v_l , as máximas porcentagens de afundamento e sobretensão na tensão fundamental da rede elétrica que podem ser mitigadas pelos conversores sem a necessidade de aumentar o barramento CC, o valor mínimo da tensão do barramento CC e as correntes nos braços dos conversores HB. Essas características foram determinadas assumindo que o valor da amplitude de v_l é igual a 1 pu. O valor mínimo da tensão do barramento CC das configurações 7L2T-GL, 7L2T-GH e 7L2T-HL, foi determinado utilizando as equações (4.15), (4.19) e (4.23), respectivamente. Para determinar os valores máximos e mínimos de v_g , que determinam a máxima sobretensão e o máximo afundamento que os conversores podem mitigar, foram usadas respectivamente as equações (4.14) e (4.16) para a configuração 7L2T-GL, (4.18) e (4.20) para a configuração 7L2T-GH, e (4.22) e (4.24) para a configuração 7L2T-HL.

Pode-se observar que, dependendo de como os valores de η_g e η_l são especificados, os conversores propostos podem operar em condições nominais com níveis de tensão iguais ou diferentes na fonte de alimentação e na carga. Sendo assim, as topologias também podem ser aplicadas com a função de transformador elevador ou abaixador de tensão, condicionando a tensão na sua saída de acordo com o nível de tensão requerido pela carga alimentada. Considere que E_g e V_l^* representam, respectivamente, as amplitudes das tensões na rede e na carga. A configuração 7L2T-GL pode ser aplicada nos seguintes cenários de operação: (i) $E_g = V_l^*$, (ii) $E_g = V_l^*/2$ e (iii) $E_g = 2V_l^*$. Por sua vez, a configuração 7L2T-GH pode ser aplicada nos cenários de operação: (i) $E_g = V_l^*$ e (iii) $E_g = 2V_l^*$. Finalmente, a configuração 7L2T-HL é mostrou-se mais apropriada para aplicação no cenário (ii) $E_g = V_l^*/2$.

Para cada cenário, existem diferentes possibilidades de seleção dos valores das relações de espiras dos transformadores. Os casos analisados mais detalhadamente neste trabalho foram aqueles que apresentaram-se mais promissores em termos de baixa distorção harmônica das tensões sintetizadas, baixas perdas nos dispositivos semicondutores, redução na tensão do barramento CC, alto índice de modulação na entrada e capacidade de compensação de sobretensão e afundamento na tensão da rede elétrica. Os seguintes casos foram selecionados para análise:

- Cenário *i* - $E_g = V_l$:

- 7L2T-GL: $\eta_g = 1/2$ e $\eta_l = 1/3$, com capacidade de operar com sobretensões de até 12,5% e afundamentos de até 100% na tensão da rede elétrica;
 - 7L2T-GH: $\eta_g = 1/2$ e $\eta_l = 2$, com capacidade de operar com sobretensões de até 16,7% e afundamentos de até 50% na tensão da rede elétrica.
- Cenário *ii* - $E_g = V_l/2$:
 - 7L2T-GL: $\eta_g = 1/3$ e $\eta_l = 1$, com capacidade de operar com sobretensões de até 33% e afundamentos de até 100% na tensão da rede elétrica;
 - 7L2T-HL: $\eta_g = 2$ e $\eta_l = 2$, com capacidade de operar com sobretensões de até 20% e afundamentos de até 20% na tensão da rede elétrica.
- Cenário *iii* - $E_g = 2V_l$:
 - 7L2T-GL: $\eta_g = 2$ e $\eta_l = 1/3$, com capacidade de operar com sobretensões de até 12,5% e afundamentos de até 100% na tensão da rede elétrica;
 - 7L2T-GH: $\eta_g = 2$ e $\eta_l = 1/2$, com capacidade de operar com sobretensões de até 16,7% e afundamentos de até 100% na tensão da rede elétrica.

O intervalo de sincronização possível para θ_{lg} , que representa o ângulo de fase entre as tensões v_g^* e v_l^* , também influi no valor mínimo da tensão do barramento CC dos conversores. Utilizando as equações (4.17), (4.21) e (4.25), as curvas da tensão mínima do barramento CC em função do ângulo θ_{lg} ($180^\circ \leq \theta_{lg} \leq 180^\circ$) foram plotadas para os conversores estudados. Os resultados são apresentados nas Figuras 4.3 (configuração 7L2T-GL), 4.4 (configuração 7L2T-GH) e 4.5 (configuração 7L2T-HL), para os casos específicos analisados neste trabalho e destacados nas Tabelas 4.1, 4.2 e 4.3, respectivamente. Para os diferentes cenários de operação em que os conversores estudados podem ser aplicados, três condições foram analisadas: 1) condição nominal de operação; 2) afundamento de 100% na tensão da rede elétrica; e 3) máxima sobretensão admitida pelo conversores na tensão da rede elétrica. Dado que os possíveis valores de θ_{lg} variam de acordo com a condição de operação do sistema, deve-se escolher um valor de θ_{lg} adequado para todas as condições nas quais espera-se que os conversores operem. É interessante que o valor de θ_{lg} seja selecionado dentro dos intervalos especificados nessas figuras para que os conversores operem com o valor mínimo de tensão do barramento CC. Como pode ser visto, se o valor de θ_{lg} for selecionado fora desses intervalos,

Tabela 4.1: Características da configuração 7L2T-GL de acordo com os valores de η_g e η_l .

E_g/V_l	Relação de espiras		Níveis		Sobretensão	Afundamento	Barramento CC	Correntes	
	η_g	η_l	v_g	v_l	V_{swell}	V_{sag}	$v_{C_{min}}$	$i_{g1,2}$	$i_{l1,2}$
1 pu/1 pu	1/3	1/3	9	9	—	100%	0,75 pu	$0,33i_g$	$0,33i_l$
1 pu/1 pu	1/2	1/3	7	9	12,5%	100%	0,75 pu	$0,5i_g$	$0,33i_l$
1 pu/1 pu	1	1/3	5	9	50%	100%	0,75 pu	i_g	$0,33i_l$
0,5 pu/1 pu	1/2	2	7	7	—	100%	0,33 pu	$0,5i_g$	$2i_l$
0,5 pu/1 pu	1/3	1	9	5	33%	100%	0,50 pu	$0,33i_g$	i_l
0,5 pu/1 pu	1/2	1	7	5	50%	100%	0,50 pu	$0,5i_g$	i_l
2 pu/1 pu	2	1/2	7	7	—	100%	0,67 pu	$2i_g$	$0,5i_l$
2 pu/1 pu	2	1/3	7	9	12,5%	100%	0,75 pu	$2i_g$	$0,33i_l$

Tabela 4.2: Características da configuração 7L2T-GH de acordo com os valores de η_g e η_l .

E_g/V_l	Relação de espiras		Níveis		Sobretensão	Afundamento	Barramento CC	Correntes	
	η_g	η_l	v_g	v_l	V_{swell}	V_{sag}	$v_{C_{min}}$	$i_{g1,2}$	$i_{l1,2}$
1 pu/1 pu	1/3	2	21	7	11%	44,44%	0,33 pu	$0,33i_g$	$2i_h$
1 pu/1 pu	1/2	2	15	7	16,7%	50%	0,33 pu	$0,5i_g$	$2i_h$
1 pu/1 pu	1	3	11	9	25%	50%	0,25 pu	i_g	$3i_h$
1 pu/1 pu	1	2	9	7	33%	66,66%	0,33 pu	i_g	$2i_h$
1 pu/1 pu	2	3	13	9	50%	75%	0,25 pu	$2i_g$	$3i_h$
2 pu/1 pu	2	1	9	5	—	100%	0,50 pu	$2i_g$	i_h
2 pu/1 pu	2	1/2	15	7	16,7%	100%	0,67 pu	$2i_g$	$0,5i_h$
2 pu/1 pu	2	1/3	21	9	25%	100%	0,75 pu	$2i_g$	$0,33i_h$

será necessário aumentar a tensão do barramento CC para que os conversores sintetizem as tensões de referência corretamente.

Tabela 4.3: Características da configuração 7L2T-HL de acordo com os valores de η_h e η_l .

E_g/V_l	Relação de espiras		Níveis		Sobretensão	Afundamento	Barramento CC	Correntes	
	η_g	η_l	v_g	v_l	V_{swell}	V_{sag}	$v_{C_{min}}$	$i_{g1,2}$	$i_{l1,2}$
0,5 pu/1 pu	1	1	5	7	33%	33%	0,33 pu	i_h	i_l
0,5 pu/1 pu	2	2	7	11	20%	20%	0,20 pu	$2i_h$	$2i_l$
0,5 pu/1 pu	3	3	9	15	12%	12%	0,14 pu	$3i_h$	$3i_l$

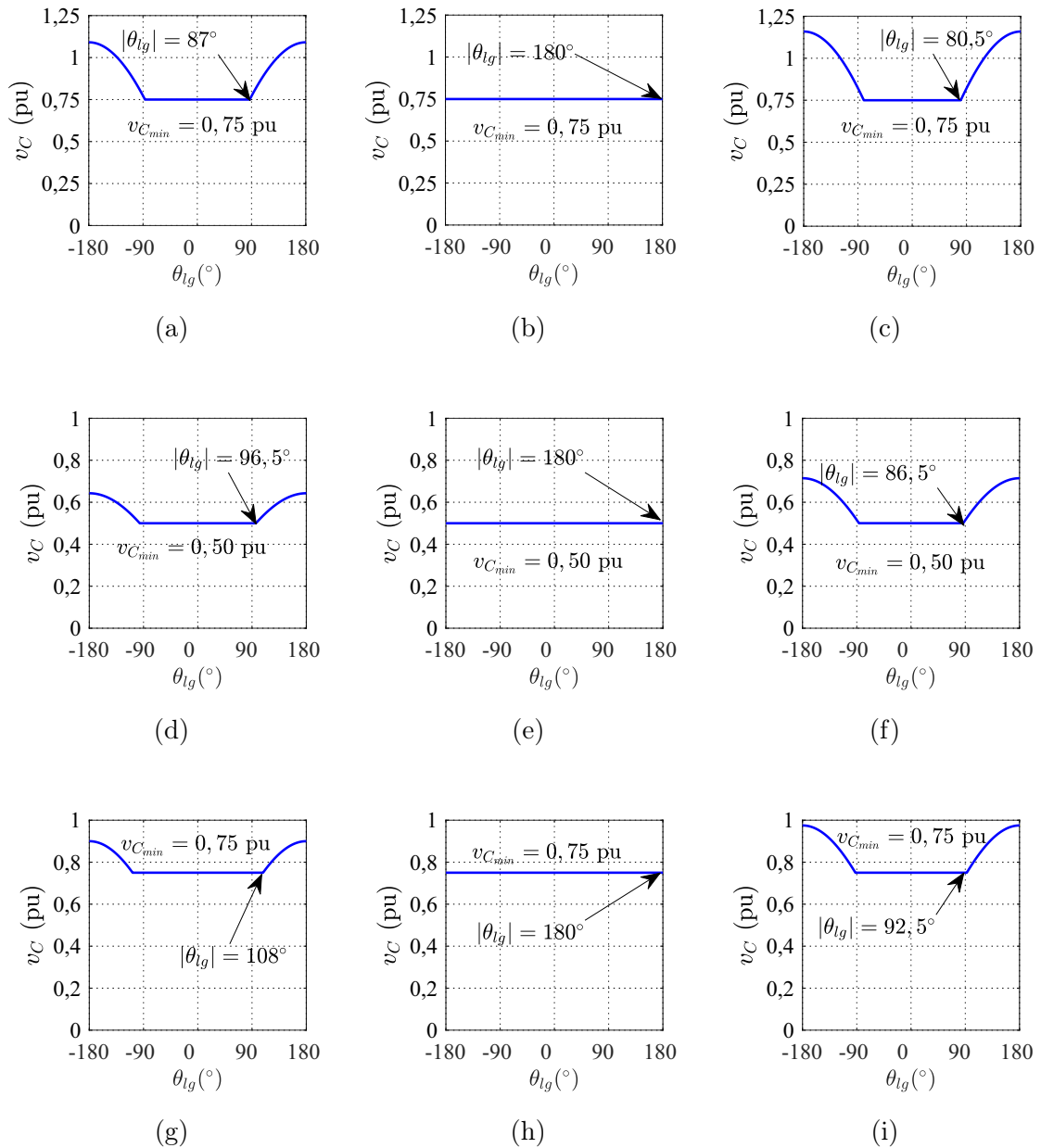


Figura 4.3: Tensão mínima do barramento CC em função de θ_{lg} - Configuração 7L2T-GL. (a),(b) e (c) Cenário *i* - $E_g = V_l$. (a) Condição nominal. (b) Afundamento de 100% na tensão da rede elétrica. (c) Sobretensão de 12,5% na tensão da rede elétrica. (d),(e) e (f) Cenário *ii* - $E_g = V_l/2$. (d) Condição nominal. (e) Afundamento de 100% na tensão da rede elétrica. (f) Sobretensão de 33% na tensão da rede elétrica. (g),(h) e (i) Cenário *iii* - $E_g = 2V_l$. (g) Condição nominal. (h) Afundamento de 100% na tensão da rede elétrica. (i) Sobretensão de 12,5% na tensão da rede elétrica.

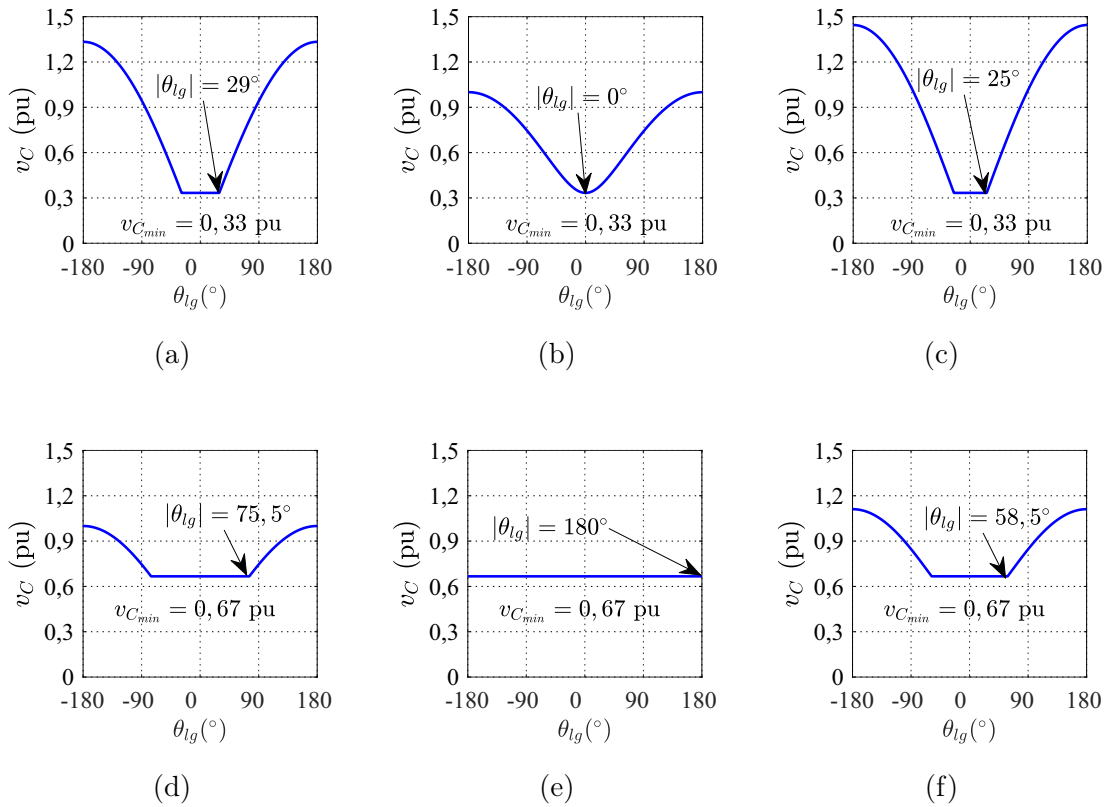


Figura 4.4: Tensão mínima do barramento CC em função de θ_{lg} - Configuração 7L2T-GH. (a),(b) e (c) Cenário *i* - $E_g = V_l$. (a) Condição nominal. (b) Afundamento de 100% na tensão da rede elétrica. (c) Sobretensão de 16,7% na tensão da rede elétrica. (d),(e) e (f) Cenário *iii* - $E_g = 2V_l$. (d) Condição nominal. (e) Afundamento de 100% na tensão da rede elétrica. (f) Sobretensão de 16,7% na tensão da rede elétrica.

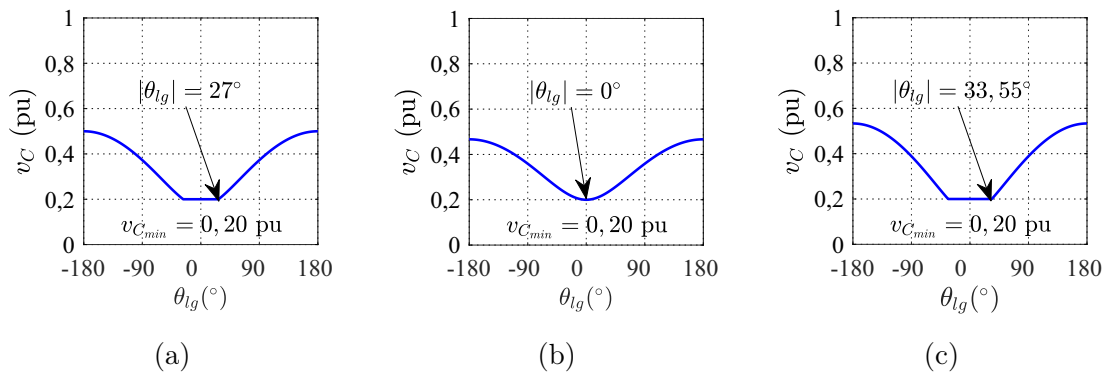


Figura 4.5: Tensão mínima do barramento CC em função de θ_{lg} - Configuração 7L2T-HL. (a),(b) e (c) Cenário *ii* - $E_g = V_l/2$. (a) Condição nominal. (b) Afundamento de 100% na tensão da rede elétrica. (c) Sobretensão de 20% na tensão da rede elétrica.

4.3 Estratégia de PWM

A estratégia SV-PWM é utilizada para definir os estado das chaves das topologias estudadas, a partir das tensões de referência v_g^* e v_l^* . As Figuras 4.6(a)-4.6(c) apresentam os planos vetoriais gerados pela configuração 7L2T-GL operando nos cenários *i* ($E_g = V_l$), *ii* ($E_g = V_l/2$) e *iii* ($E_g = 2V_l$), respectivamente. Nos cenários *i* e *iii*, v_g e v_l podem ser sintetizadas com até sete e nove níveis de tensão, respectivamente. No cenário *ii*, v_g e v_l podem ser sintetizados com até nove e cinco níveis de tensão, respectivamente. As Figuras 4.7(a) e 4.7(b) mostram os planos vetoriais gerados pela configuração 7L2T-GH para os cenários *i* e *iii*, respectivamente. Nesse caso, em ambos os cenários de operação, v_g e v_l podem ser sintetizadas com até quinze e sete níveis de tensão, respectivamente. Por fim, a Figura 4.8 ilustra o plano vetorial gerado pelo configuração 7L2T-HL operando no cenário *ii*. Nota-se que as tensões v_g e v_l podem ser sintetizadas com até sete e onze níveis, respectivamente.

Os planos vetoriais apresentados são divididos em setores triangulares, cujos vértices são representados por vetores de tensão definidos por

$$v_{n_g n_a n_l} = v_g + jv_l \quad (4.26)$$

onde n_g , n_a e n_l representam os números binários $\{q_{g1}, q_{g2}\}$, $\{q_{ga}, q_{la}, q_{ha}\}$ e $\{q_{l1}, q_{l2}\}$, respectivamente, convertidos para números decimais. Existem cento e vinte e oito possíveis combinações de estados das chaves que geram os vetores de tensão $v_{n_g n_a n_l}$.

Conforme discutido na Seção 2.2.4, a estratégia SV-PWM é baseada na síntese de um vetor de tensão de referência representado por $v^* = v_g^* + jv_l^*$, onde v_g^* e v_l^* representam as tensões de referência utilizadas pelo conversor para sintetizar v_g e v_l , respectivamente. Os demais procedimentos relacionados à estratégia SV-PWM são semelhantes aos descritos na Seção 2.2.4. Para cada setor, os estados de chaveamento redundantes foram selecionados com a finalidade de minimizar a frequência média de chaveamento dos dispositivos semicondutores das topologias.

Para ilustrar a trajetória descrita por v^* no interior dos planos vetoriais, a Figura 4.8 mostra essa trajetória no interior do plano vetorial gerado pela configuração 7L2T-HL, considerando as seguintes condições de operação: 1) condição nominal de operação e $\theta_{lg} = 27^\circ$; 2) afundamento de 20% na tensão da rede elétrica e $\theta_{lg} = 0^\circ$; e 3) sobretensão de 20% na

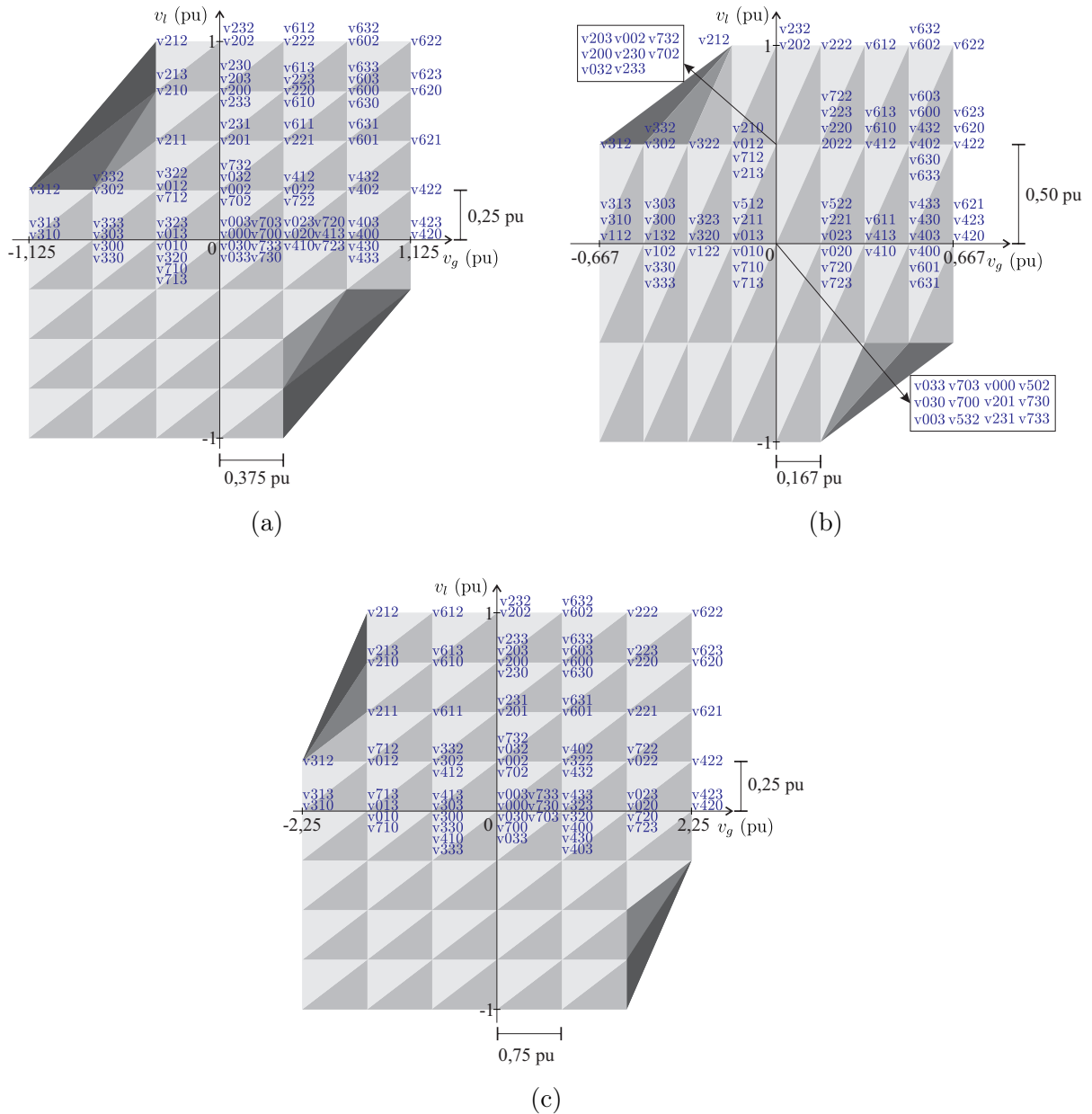


Figura 4.6: Planos vetoriais $v_l \times v_g$ gerados pela configuração 7L2T-GL. (a) Cenário *i* ($\eta_g = 1/2$ e $\eta_l = 1/3$). (b) Cenário *ii* ($\eta_g = 1/3$ e $\eta_l = 1$). (c) Cenário *iii* ($\eta_g = 2$ e $\eta_l = 1/3$).

tensão da rede elétrica e $\theta_{lg} = 33,55^\circ$. Observa-se que, em todas as condições analisadas, o valor de θ_{lg} foi selecionado de modo que o conversor operasse com a tensão mínima no barramento CC e v^* descrevesse uma trajetória no interior do plano vetorial, ou seja, todos os valores assumidos por v^* podem ser sintetizados corretamente pelo conversor. Se o valor de θ_{lg} não for selecionado adequadamente, alguns valores de v^* podem está localizados fora do plano vetorial, indicando que não há nenhuma combinação de chaves disponível para

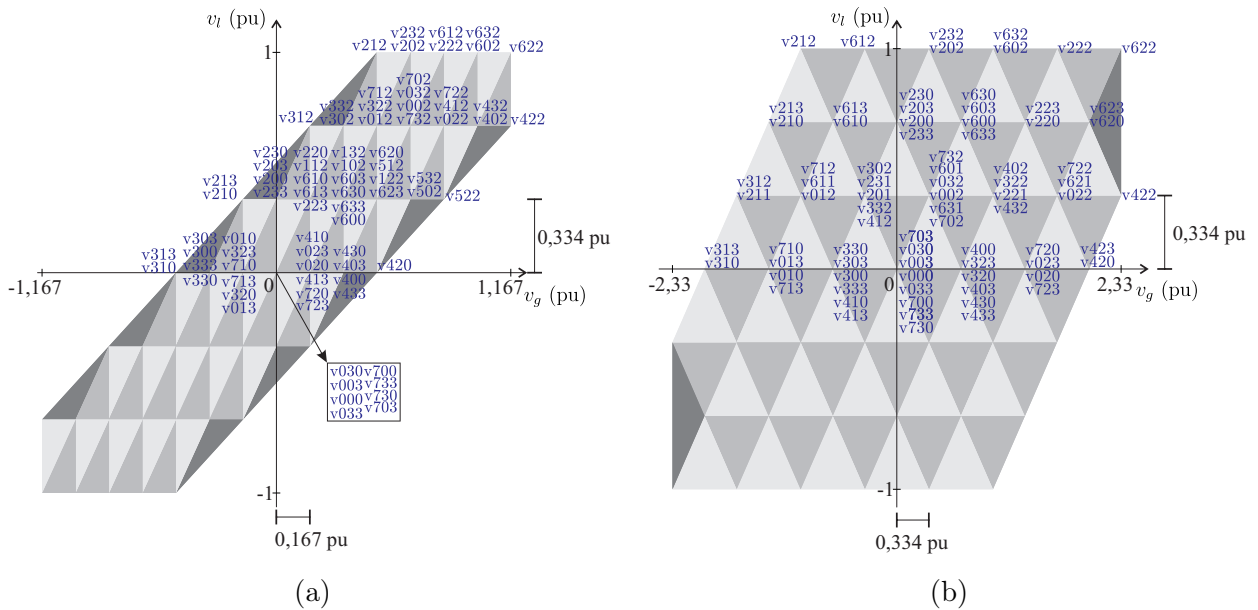


Figura 4.7: Planos vetoriais v_l x v_g gerados pela configuração 7L2T-GH. (a) Cenário *i* ($\eta_g = 1/2$ e $\eta_l = 2$). (b) Cenário *iii* ($\eta_g = 2$ e $\eta_l = 1/2$).

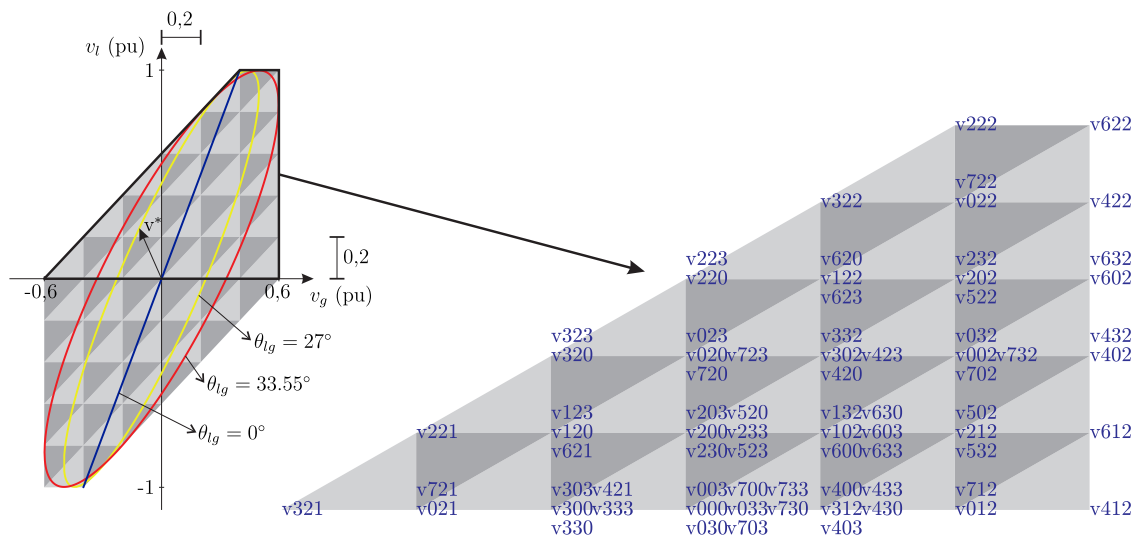


Figura 4.8: Plano vetorial v_l x v_g gerado pela configuração 7L2T-HL - Cenário *ii* ($\eta_g = 2$ e $\eta_l = 2$)

sintetizá-lo. Para solucionar esse problema, pode-se aumentar a tensão do barramento CC do conversor com a finalidade de expandir o plano v_l x v_g . Esse procedimento não é desejável pois gera maiores perdas por chaveamento no conversor. Portanto, é mais interessante que as tensões v_g^* e v_l^* sejam sincronizadas de modo a manter a tensão do barramento CC no seu valor mínimo.

4.4 Estratégia de Controle

Os diagramas de controle e de potência das configurações 7L2T-GL, 7L2T-GH e 7L2T-HL são mostrados na Figura 4.9. A tensão do barramento CC (v_C) é controlada por meio de um controlador PI convencional, representado pelo bloco R_{v_C} , que recebe o erro $v_C^* - v_C$ e fornece na sua saída a amplitude de referência da corrente da rede elétrica (I_g^*). O bloco PLL (Santos Filho et al., 2008) é utilizado para rastrear o ângulo da tensão da rede elétrica representado por δ_g , e o bloco $GEN - i_g^*$ fornece a corrente instantânea de referência (i_g^*) sincronizada com a tensão da rede de alimentação (e_g) para maximizar o fator de potência na entrada do sistema. O bloco R_{i_g} representa um controlador PI ressonante (Jacobina et al., 2001a). Esse controlador recebe o erro $i_g - i_g^*$ e fornece na saída a tensão de referência v_g^* . O bloco $GEN - v_l^*$ é responsável por gerar a tensão de referência da carga v_l^* , a partir de uma amplitude (V_l^*) e um ângulo (θ_l) de referência. Definidos os valores de v_g^* e v_l^* , essas tensões são utilizadas pela estratégia SV-PWM para determinar os estados das chaves dos conversores, que sintetizarão as tensões v_g e v_l , na entrada e na saída do sistema, respectivamente.

Como mostrado no diagrama de potência, sensores são usados para medir as variáveis e_g , i_g e v_C . Por sua vez, essas variáveis são processadas no DSP, que também executa as estratégias de PWM e de controle e envia os sinais de gatilho para as chaves.

4.5 Análises Comparativas das Configurações 7L2T-GL, 7L2T-GH e 7L2T-HL

Nesta seção, as configurações 7L2T-GL, 7L2T-GH e 7L2T-HL são comparadas com as configurações 4LT e 6LT, consideradas neste trabalho como topologias convencionais, e com as configurações propostas 6L-2T e 6L-TF discutidas no Capítulo 3. As comparações são realizadas em termos de distorção harmônica, classificação dos dispositivos semicondutores, potência processada pelos transformadores e perdas nos semicondutores. As configurações são avaliadas em três cenários de operação: $E_g = V_l^*$ (cenário *i*), $E_g = V_l^*/2$ (cenário *ii*) e $E_g = 2V_l^*$ (cenário *iii*). No cenário *i*, são avaliadas as configurações 7L2T-GL, 7L2T-GH, 6L-2T, 6L-TF, 6LT e 4LT. No cenário *ii*, são avaliadas as configurações 7L2T-GL, 7L2T-HL, 6L-2T, 6L-TF, 6LT e 4LT. Finalmente, no cenário *iii*, são avaliadas as configurações

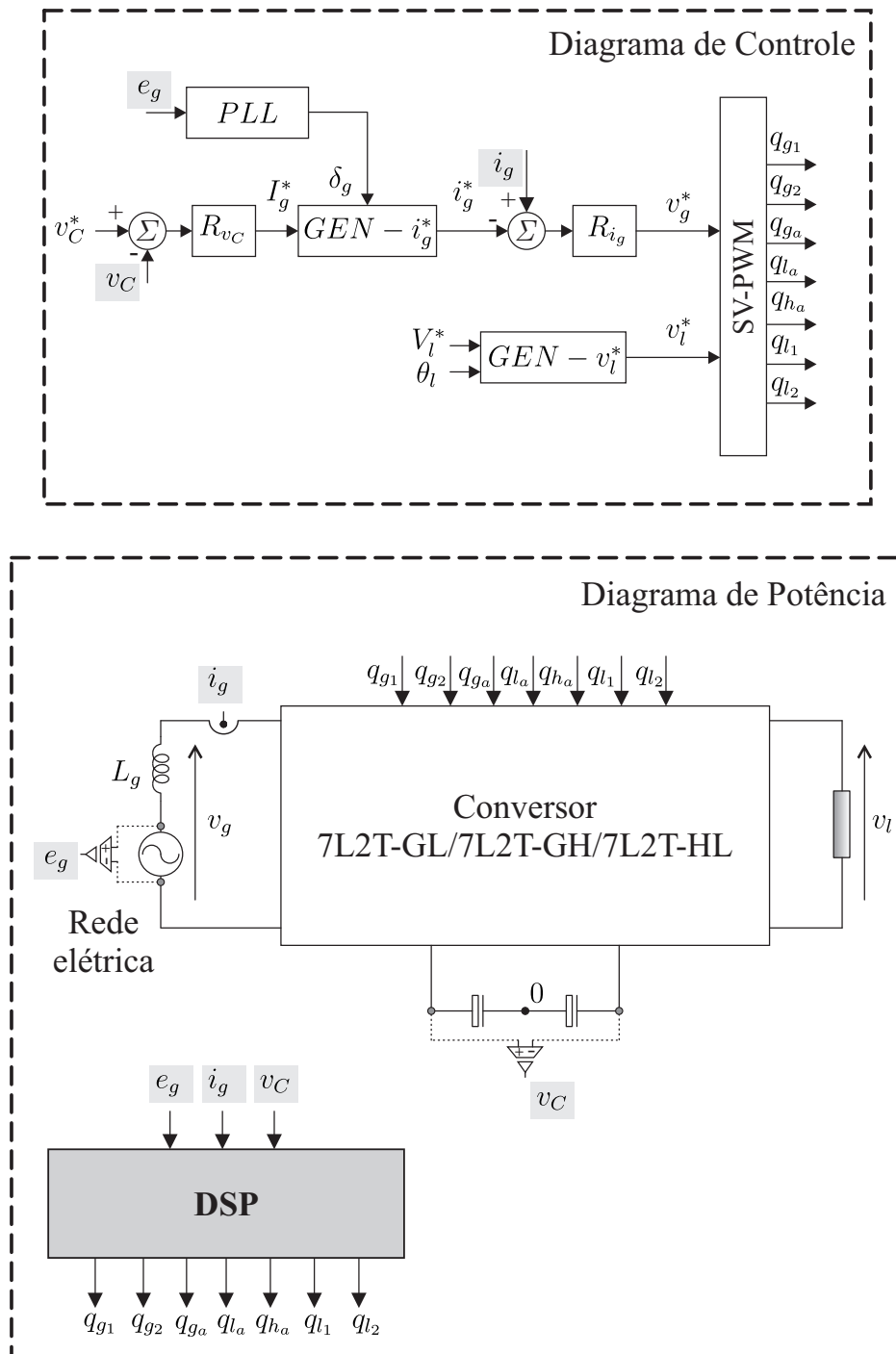


Figura 4.9: Diagramas de controle e de potência das configurações 7L2T-GL, 7L2T-GH e 7L2T-HL.

7L2T-GL, 7L2T-GH, 6L-2T, 6LT e 4LT.

Os sistemas analisados foram implementados em malha aberta funcionando em condições nominais de operação, isto é, sem sobretensão ou afundamento na tensão da rede elétrica. A estratégia SV-PWM foi utilizada em todos os casos e os estados das chaves foram esco-

lhidos para minimizar a frequência média de chaveamento dos dispositivos semicondutores. Na Tabela 4.4 estão especificados os parâmetros gerais usados nas simulações. No tópico 4.5.2 são especificadas em por unidade (pu) as tensões dos barramentos CC das topologias avaliadas. O valor de base considerado foi a amplitude da tensão de referência da carga. No tópico 4.5.3 são especificadas as relações de espiras dos transformadores selecionadas para implementar as configurações analisadas em cada cenário. Os parâmetros das topologias 7L2T-GL, 7L2T-GH e 7L2T-HL foram selecionados de acordo com as especificações discutidas neste capítulo. Os parâmetros das topologias 6L-2T, 6L-TF e 4LT foram selecionados de acordo com as especificações discutidas no Capítulo 3. Os parâmetros da topologia 6LT foram selecionados de acordo com as especificações apresentadas em de Freitas et al. (2019). As tensões dos barramentos CC foram selecionadas de modo que as topologias avaliadas operassem com índice de modulação na saída igual a 0,95 em todos os cenários analisados, com exceção das topologias convencionais 4LT e 6LT operando no cenário *iii*, uma vez que, neste caso, a tensão do barramento CC destas topologias foi definida pela amplitude da tensão na entrada do sistema que é maior do que a tensão no lado da carga neste cenário. Em todos os cenários investigados, as topologias estudadas podem operar com sobretensão de pelo menos 18% na tensão da rede elétrica. As simulações computacionais foram realizadas nos softwares MATLAB e PSIM.

Tabela 4.4: Parâmetros gerais utilizados na comparação das configurações 7L2T-GL, 7L2T-GH, 7L2T-HL, 6L-2T, 6L-TF, 4LT e 6LT.

Parâmetro		Valor
		220/220 V (<i>i</i>)
Tensão eficaz da rede elétrica e da carga	E_g/V_l^*	110/220 V (<i>ii</i>)
		220/110 V (<i>iii</i>)
Frequência de amostragem	f_s	10 kHz
Frequência da rede elétrica e da carga	f_g/f_l	60/60 Hz
Potência aparente da carga	S_l	500 VA e 5,5 VA
Fator de potência da carga	f_p	0,95
Impedância da rede elétrica	z_g	$0,1Z_b^*$
Fator de potência da rede	f_{pg}	1
Ângulo entre v_g e v_l	θ_{lg}	0°

* Z_b é a impedância de base .

4.5.1 Distorção Harmônica

A Tabela 4.5 apresenta os resultados de WTHD das tensões e THD das correntes das configurações analisadas operando no cenário i ($E_g = V_l^*$). A Figura 4.10 mostra as tensões v_g e v_l geradas pelos conversores avaliados nesse cenário. A configuração proposta 7L2T-GH obteve os melhores resultados em termos de WTHD da tensão v_g e THD da corrente i_g . Esse resultado era esperado pois essa configuração gera a tensão no lado da rede com maior número de níveis em comparação com as demais topologias. Em termos da WTHD da tensão v_l e da THD da corrente i_l , as topologias propostas 7L2T-GL e 6L-2T e a topologia convencional 6LT apresentaram os melhores resultados. Sendo que, dependendo das condições da rede elétrica e da carga, a topologia convencional 6LT pode vir a utilizar vetores de tensão mais distantes para sintetizar a tensão na saída do conversor, dada a necessidade de regular as tensões nos dois barramentos capacitivos que a compõem, provocando o aumento das distorções harmônicas na tensão gerada. Isso não acontece no caso das topologias propostas 7L2T-GL e 6L-2T, que possuem apenas um barramento CC. Nesse caso, os níveis de tensão que otimizam o desempenho do conversor em termos de distorção harmônica das tensões podem ser sempre utilizados para gerar as tensões desses conversores. Portanto, as topologias analisadas podem ser classificadas de melhor a pior em termos do valor médio das distorções harmônicas (WTHD média e THD média) na seguinte sequência: 1) configuração proposta 7L2T-GH; 2) configuração convencional 6LT; 3) configuração proposta 6L-2T; 4) configuração proposta 7L2T-GL; 5) configuração proposta 6L-TF; 6) configuração convencional 4LT.

Tabela 4.5: WTHD (%) das tensões e THD (%) das correntes das configurações 7L2T-GL, 7L2T-GH, 6L-2T, 6L-TF, 4LT e 6LT operando no cenário i ($E_g = V_l^*$).

Topologia	WTHD		THD		WTHD	THD
	v_g	v_l	i_g	i_l	Média	Média
7L2T-GL	0,12	0,08	1,21	0,25	0,10	0,73
7L2T-GH	0,05	0,10	0,50	0,32	0,075	0,41
6L-2T	0,09	0,08	0,93	0,25	0,085	0,56
6L-TF	0,11	0,11	1,11	0,34	0,11	0,725
6LT	0,08	0,08	0,85	0,27	0,08	0,56
4LT	0,08	0,28	0,78	0,88	0,18	0,83

A Tabela 4.6 apresenta os resultados de WTHD das tensões e THD das correntes das

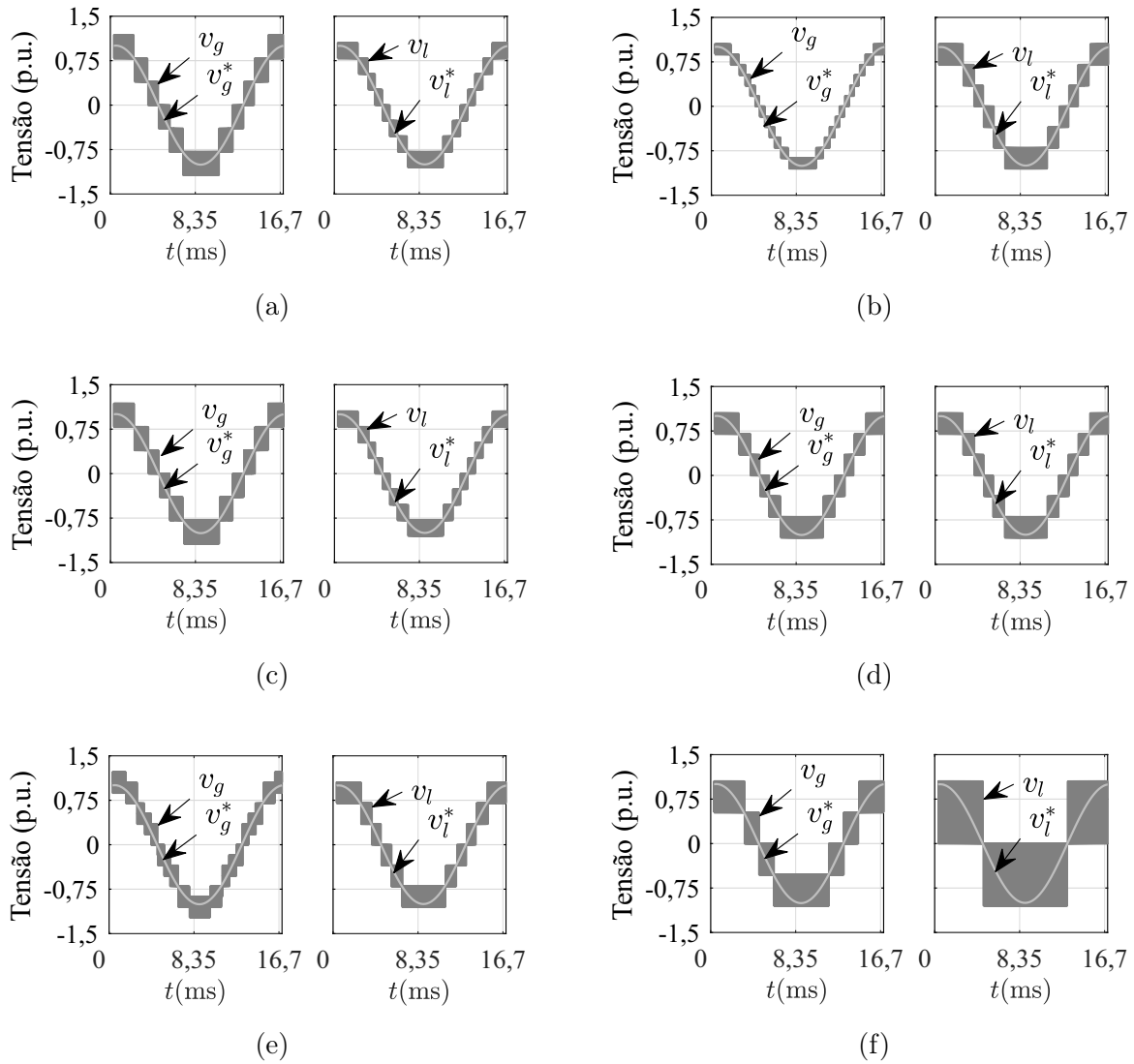


Figura 4.10: Tensões v_g e v_l geradas pelos conversores avaliados no cenário i ($E_g = V_l^*$). (a) Configuração proposta 7L2T-GL. (b) Configuração proposta 7L2T-GH. (c) Configuração proposta 6L-2T. (d) Configuração proposta 6L-TF. (e) Configuração convencional 6LT. (f) Configuração convencional 4LT.

topologias analisadas operando no cenário ii ($E_g = V_l^*/2$). A Figura 4.11 mostra as tensões v_g e v_l geradas pelos conversores avaliados nesse cenário. As configurações propostas 7L2T-HL e 6L-2T obtiveram os melhores resultados em termos de WTHD da tensão v_g e THD da corrente i_g . Esse resultado era esperado pois essas configurações geram a tensão no lado da rede com alto número de níveis e operam com alto índice de modulação na entrada. Em termos da WTHD da tensão v_l e da THD da corrente i_l , a topologia proposta 7L2T-HL apresentou os melhores resultados, pois é a configuração que gera a tensão de saída com

maior número de níveis. Nesse cenário, as topologias analisadas podem ser classificadas de melhor a pior em termos do valor médio das distorções harmônicas (WTHD média e THD média) na seguinte sequência: 1) configuração proposta 7L2T-HL; 2) configuração proposta 6L-TF; 3) configuração proposta 6L-2T; 4) configuração convencional 6LT; 5) configuração proposta 7L2T-GL; 6) configuração convencional 4LT.

Tabela 4.6: WTHD (%) das tensões e THD (%) das correntes das configurações 7L2T-GL, 7L2T-HL, 6L-2T, 6L-TF, 4LT e 6LT operando no cenário *ii* ($E_g = V_l^*/2$).

Topologia	WTHD		THD		WTHD	THD
	v_g	v_l	i_g	i_l	Média	Média
7L2T-GL	0,10	0,15	1,00	0,47	0,125	0,735
7L2T-HL	0,09	0,06	0,86	0,20	0,075	0,53
6L-2T	0,09	0,14	0,86	0,43	0,115	0,645
6L-TF	0,12	0,07	1,18	0,23	0,095	0,705
6LT	0,12	0,11	1,24	0,33	0,115	0,785
4LT	0,27	0,28	2,76	0,88	0,275	1,82

A Tabela 4.7 apresenta os resultados de WTHD das tensões e THD das correntes das topologias analisadas operando no cenário *iii* ($E_g = 2V_l^*$). A Figura 4.12 mostra as tensões v_g e v_l geradas pelos conversores avaliados nesse cenário. A configuração proposta 7L2T-GH também obteve os melhores resultados em termos de WTHD da tensão v_g e THD da corrente i_g . Esperava-se esse resultado pois essa configuração gerou a tensão no lado da rede com maior número de níveis em comparação com as demais topologias nesse cenário. Em termos da WTHD da tensão v_l e da THD da corrente i_l , as topologias propostas 7L2T-GL e 6L-2T e a topologia convencional 6LT apresentaram os melhores resultados. Porém, como já mencionado, dependendo das condições da rede elétrica e da carga, a topologia convencional 6LT pode vir a utilizar vetores de tensão mais distantes para sintetizar a tensão na saída do conversor, para que seja possível regular as tensões nos barramentos CC, o que pode aumentar as distorções harmônicas das tensões geradas. Isso não acontece no caso das topologias propostas 7L2T-GL e 6L-2T. Sendo assim, nesse cenário, as topologias avaliadas podem ser classificadas de melhor a pior em termos do valor médio das distorções harmônicas (WTHD média e THD média) na seguinte sequência: 1) configuração proposta 7L2T-GH; 2) configuração proposta 6L-2T; 3) configuração proposta 7L2T-GL; 4) configuração convencional 6LT; 5) configuração convencional 4LT.

As análises de distorção harmônica das configurações 7L2T-GL, 7L2T-GH e 7L2T-HL

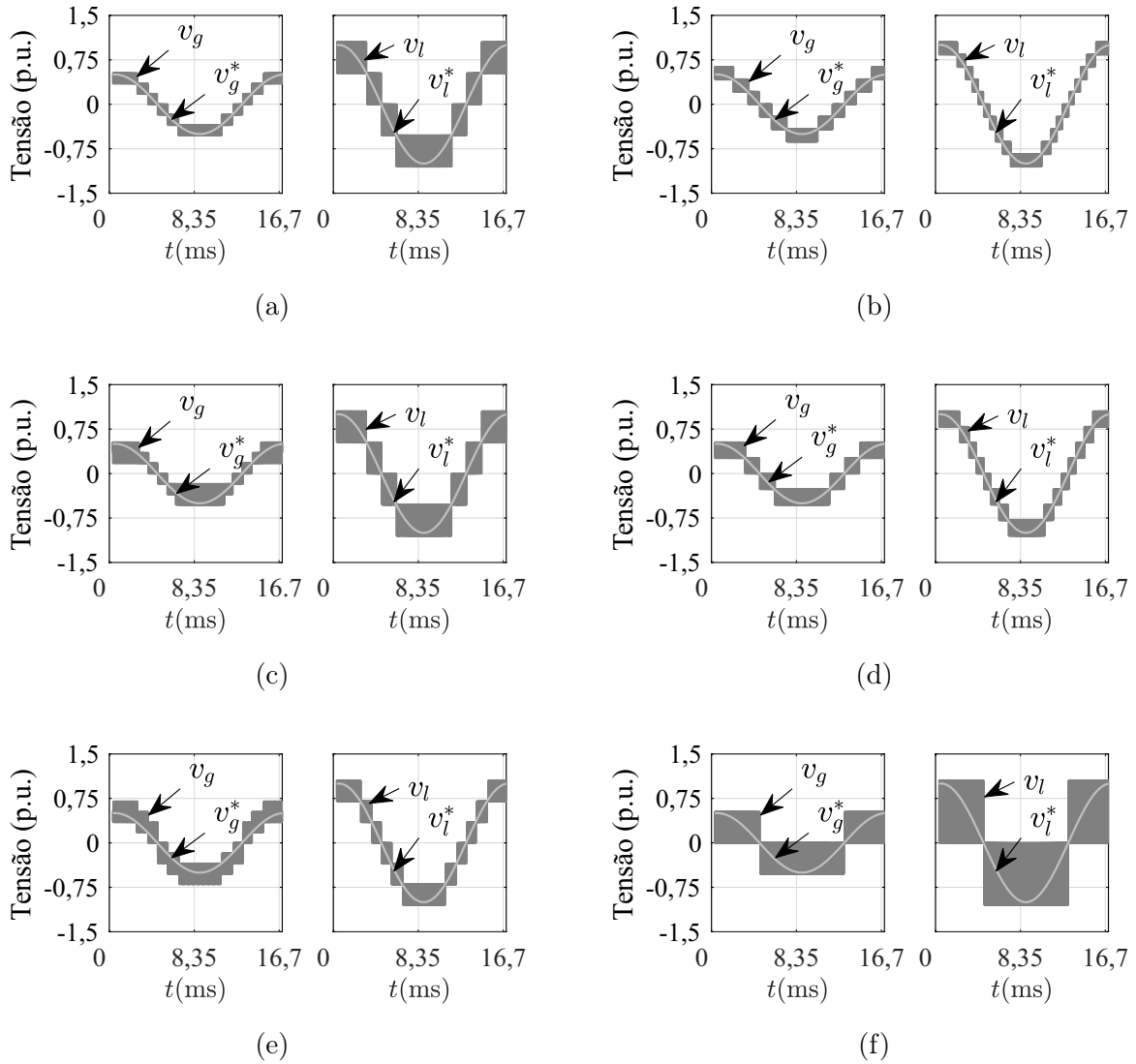


Figura 4.11: Tensões v_g e v_l geradas pelos conversores avaliados no cenário ii ($E_g = V_l^*/2$). (a) Configuração proposta 7L2T-GL. (b) Configuração proposta 7L2T-HL. (c) Configuração proposta 6L-2T. (d) Configuração proposta 6L-TF. (e) Configuração convencional 6LT. (f) Configuração convencional 4LT.

mostraram que essas topologias podem alcançar melhor desempenho nesse quesito em comparação com as topologias convencionais 4LT e 6LT em todos os cenários analisados, cada uma podendo se tornar mais vantajosa a depender das condições de operação do sistema. Dentre as topologias com sete braços, as topologias que mais se destacaram nesse quesito foram as configurações 7L2T-GH e 7L2T-HL.

Tabela 4.7: WTHD (%) das tensões e THD (%) das correntes das configurações 7L2T-GL, 7L2T-GH, 6L-2T, 4LT e 6LT operando no cenário *iii* ($E_g = 2V_l^*$).

Topologia	WTHD		THD		WTHD Média	THD Média
	v_g	v_l	i_g	i_l		
7L2T-GL	0,12	0,08	1,21	0,25	0,10	0,73
7L2T-GH	0,07	0,10	0,73	0,32	0,085	0,525
6L-2T	0,12	0,08	1,21	0,24	0,10	0,725
6LT	0,08	0,19	0,82	0,59	0,13	0,705
4LT	0,20	0,74	1,96	2,36	0,47	2,16

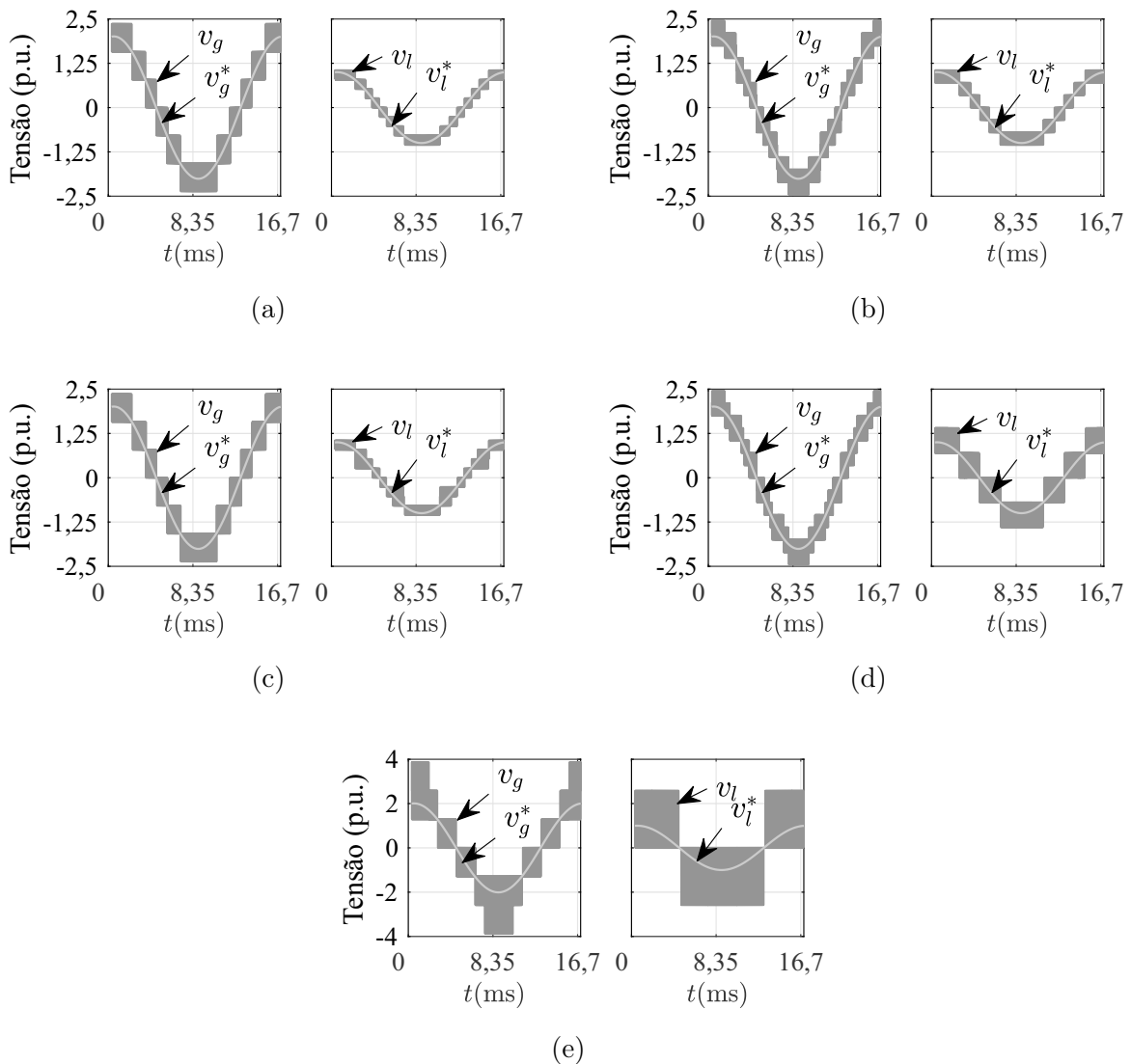


Figura 4.12: Tensões v_g e v_l geradas pelos conversores avaliados no cenário *iii* ($E_g = 2V_l^*$). (a) Configuração proposta 7L2T-GL. (b) Configuração proposta 7L2T-GH. (c) Configuração proposta 6L-2T. (d) Configuração convencional 6LT. (e) Configuração convencional 4LT.

4.5.2 Classificação dos Dispositivos Semicondutores

Nesta seção, são apresentadas as classificações de corrente, tensão e frequência média de chaveamento dos dispositivos semicondutores. As correntes e tensões são especificadas em por unidade (pu) usando como valores de base a amplitude da corrente da carga e a amplitude da tensão de referência da carga, respectivamente. A frequência média de chaveamento dos dispositivos foi calculada de acordo com (2.84). Esse parâmetro é apresentado para o caso em que todas as topologias operam com a mesma frequência de amostragem $f_s = 10$ kHz e para o caso em que todas as topologias operam com a mesma WTHD média (0,15%).

Na Tabela 4.8 são apresentadas a classificação dos dispositivos semicondutores das configurações avaliadas no cenário *i* ($E_g = V_l^*$). Comparando as topologias em termos da classificação de corrente, as topologias propostas 7L2T-GL e 6L-2T e a topologia convencional 4LT operaram com as menores correntes nos dispositivos semicondutores. Portanto, essas topologias tendem a apresentar baixas perdas por condução nesses dispositivos e podem se tornar alternativas atrativas em aplicações com corrente elevada. A topologia que operou com maiores correntes nos braços foi a configuração proposta 6L-TF. Sendo assim, essa topologia tende a apresentar altas perdas por condução nos semicondutores, não sendo uma alternativa muito atrativa em aplicações com corrente elevada nesse cenário. Em termos da classificação de tensão dos dispositivos semicondutores, pode-se notar que as chaves da configuração proposta 7L2T-GH operam com menor tensão de bloqueio em comparação com as demais configurações. Além disso, a maioria das suas chaves também operam com baixa frequência média de chaveamento. Essas características tornam essa configuração bastante atrativa para aplicações com tensões elevadas devido a tendência de seus dispositivos semicondutores apresentarem baixas perdas por chaveamento. A maior classificação de tensão e as maiores frequências médias de chaveamento são observadas nos dispositivos da configuração 4LT.

Na Tabela 4.9 são apresentadas a classificação dos dispositivos semicondutores das configurações avaliadas no cenário *ii* ($E_g = V_l^*/2$). Comparando as topologias em termos da classificação de corrente nesse cenário, pode-se observar que as topologias propostas 7L2T-GL e 6L-2T também operaram com as menores correntes nos dispositivos semicondutores. Portanto, essas topologias tendem a apresentar baixas perdas por condução e podem se

Tabela 4.8: Classificação dos dispositivos semicondutores das configurações 7L2T-GL, 7L2T-GH, 6L-2T, 6L-TF, 4LT e 6LT operando no cenário i ($E_g = V_l^*$).

Configuração proposta 7L2T-GL							
Braço	g_1	g_2	g_a	h_a	l_a	l_1	l_2
Corrente (pu)	0,475	0,475	0,95	0,39	1,00	0,33	0,33
Tensão (pu)	0,787	0,787	0,787	0,787	0,787	0,787	0,787
f_{s_k} (kHz) - Mesma f_s	6,34	4,24	1,20	0,18	2,16	4,38	8,14
f_{s_k} (kHz) - Mesma	4,14	2,98	0,90	0,18	1,50	3,06	5,34
WTHD média							
Configuração proposta 7L2T-GH							
Braço	g_1	g_2	g_a	h_a	l_a	l_1	l_2
Corrente (pu)	0,475	0,475	0,95	0,39	1,00	0,78	0,78
Tensão (pu)	0,35	0,35	0,35	0,35	0,35	0,35	0,35
f_{s_k} (kHz) - Mesma f_s	7,86	4,08	3,84	1,50	9,12	0,18	0,30
f_{s_k} (kHz) - Mesma	4,26	2,22	2,22	0,96	4,74	0,18	0,30
WTHD média							
Configuração proposta 6L-2T							
Braço	g_a	h_a	l_a	g_b	h_b	l_b	
Corrente (pu)	0,95	0,39	1,00	0,475	0,21	0,33	
Tensão (pu)	0,787	0,787	0,787	0,787	0,787	0,787	
f_{s_k} (kHz) - Mesma f_s	0,18	2,16	0,18	10,20	8,14	4,50	
f_{s_k} (kHz) - Mesma	0,18	1,26	0,18	5,46	4,62	2,62	
WTHD média							
Configuração proposta 6L-TF							
Braço	g_1	h_1	l_1	g_2	h_2	l_2	
Corrente (pu)	0,95	0,39	1,00	1,43	0,64	1,00	
Tensão (pu)	0,35	0,35	0,35	0,70	0,70	0,70	
f_{s_k} (kHz) - Mesma f_s	7,90	10,16	4,86	0,06	2,80	0,06	
f_{s_k} (kHz) - Mesma	5,52	7,02	3,30	0,06	1,98	0,06	
WTHD média							
Configuração convencional 6LT							
Braço	g_a	h_a	l_a	g_b	h_b	l_b	
Corrente (pu)	0,95	0,64	0,59	0,95	0,64	0,59	
Tensão (pu)	0,35	0,35	0,35	0,70	0,70	0,70	
f_{s_k} (kHz) - Mesma f_s	5,10	5,54	10,30	7,14	0,18	0,86	
f_{s_k} (kHz) - Mesma	3,08	3,30	6,00	4,18	0,18	0,54	
WTHD média							
Configuração convencional 4LT							
Braço	g_a	h_a	l_a	g_b			
Corrente (pu)	0,475	0,39	0,39	0,475			
Tensão (pu)	1,05	1,05	1,05	1,05			
f_{s_k} (kHz) - Mesma f_s	10,00	0,06	10,00	10,00			
f_{s_k} (kHz) - Mesma	11,67	0,06	11,67	11,70			
WTHD média							

tornar alternativas atrativas em aplicações com corrente elevada também nesse cenário. A topologia que operou com maiores correntes nos braços foi a configuração proposta 7L2T-HL. Portanto, as chaves dessa configuração tendem a apresentar maiores perdas por condução. Sendo assim, essa topologia não é muito interessante em aplicações com corrente elevada em termos de perdas nos semicondutores. Por outro lado, em termos da classificação de tensão das chaves de potência, verificou-se que os dispositivos da configuração proposta 7L2T-HL operam com menor tensão de bloqueio em comparação com as demais configurações, correspondendo a apenas cerca de 21% da amplitude da tensão de saída. A maioria das suas chaves também operam com baixa frequência média de chaveamento. Características semelhantes foram observadas nas configurações propostas 7L2T-GL, 6L-2T e 6L-TF. Essas características tornam essas configurações bastante atrativas em aplicações com tensões elevadas, devido a tendência de seus dispositivos apresentarem baixas perdas por chaveamento, que podem vir a compensar o aumento nas perdas por condução. A maior classificação de tensão e as maiores frequências médias de chaveamento também são observadas nos dispositivos da configuração convencional 4LT nesse cenário.

Na Tabela 4.10 são apresentados a classificação dos dispositivos semicondutores das configurações avaliadas no cenário *iii* ($E_g = 2V_l^*$). Analisando as topologias em termos da classificação de corrente, pode-se observar que as topologias convencionais 4LT e 6LT operaram com as menores correntes nos dispositivos semicondutores. Por isso, nesse cenário, operando com correntes elevadas, essas topologias tenderão a apresentar perdas por condução muito baixas nas chaves. Dentre as topologias propostas, as que apresentaram chaves com menor classificação de corrente foram as configurações 7L2T-GH e 6L-2T. A topologia que operou com maiores correntes nos braços foi a configuração proposta 7L2T-GL. Portanto, as chaves dessa configuração tendem a apresentar maiores perdas por condução, não sendo assim uma alternativa muito interessante para aplicações com corrente elevada nesse cenário. Em termos da classificação de tensão das chaves de potência, verificou-se que os dispositivos da configuração proposta 7L2T-GH operam com menor tensão de bloqueio e baixa frequência média de chaveamento em comparação com as demais configurações. Essas características tornam essa topologia interessante em aplicações com tensões elevadas nesse cenário. A maior classificação de tensão e as maiores frequências médias de chaveamento também são observadas nos dispositivos da configuração convencional 4LT. A configuração

Tabela 4.9: Classificação dos dispositivos semicondutores das configurações 7L2T-GL, 7L2T-HL, 6L-2T, 6L-TF, 4LT e 6LT operando no cenário *ii* ($E_g = V_i^*/2$).

Configuração proposta 7L2T-GL							
Braço	g_1	g_2	g_a	h_a	l_a	l_1	l_2
Corrente (pu)	0,63	0,63	1,90	1,05	1,00	1,00	1,00
Tensão (pu)	0,525	0,525	0,525	0,525	0,525	0,525	0,525
f_{s_k} (kHz) - Mesma f_s	5,20	8,02	5,22	2,46	6,54	3,66	2,56
f_{s_k} (kHz) - Mesma	4,38	6,66	4,38	2,10	5,46	3,18	2,22
WTHD média							
Configuração proposta 7L2T-HL							
Braço	g_1	g_2	g_a	h_a	l_a	l_1	l_2
Corrente (pu)	2,10	2,10	1,90	1,05	1,00	2,00	2,00
Tensão (pu)	0,21	0,21	0,21	0,21	0,21	0,21	0,21
f_{s_k} (kHz) - Mesma f_s	1,86	0,18	11,70	7,32	3,18	1,62	1,62
f_{s_k} (kHz) - Mesma	1,02	0,18	5,82	3,54	1,74	0,90	0,78
WTHD média							
Configuração proposta 6L-2T							
Braço	g_a	h_a	l_a	g_b	h_b	l_b	
Corrente (pu)	1,90	1,05	1,00	0,63	0,48	1,00	
Tensão (pu)	0,525	0,525	0,525	0,525	0,525	0,525	
f_{s_k} (kHz) - Mesma f_s	6,78	1,42	1,06	8,14	10,40	3,63	
f_{s_k} (kHz) - Mesma	4,98	1,02	0,90	5,94	7,62	2,69	
WTHD média							
Configuração proposta 6L-TF							
Braço	g_1	h_1	l_1	g_2	h_2	l_2	
Corrente (pu)	1,90	1,05	1,00	1,27	0,52	1,00	
Tensão (pu)	0,262	0,262	0,262	0,787	0,787	0,787	
f_{s_k} (kHz) - Mesma f_s	10,20	7,98	4,26	0,06	1,98	0,06	
f_{s_k} (kHz) - Mesma	6,58	5,16	2,82	0,06	1,32	0,06	
WTHD média							
Configuração convencional 6LT							
Braço	g_a	h_a	l_a	g_b	h_b	l_b	
Corrente (pu)	1,90	1,97	0,39	1,90	1,97	0,39	
Tensão (pu)	0,35	0,35	0,35	0,70	0,70	0,70	
f_{s_k} (kHz) - Mesma f_s	7,30	2,94	10,06	0,22	0,18	2,70	
f_{s_k} (kHz) - Mesma	4,98	0,30	6,93	0,18	0,18	0,06	
WTHD média							
Configuração convencional 4LT							
Braço	g_a	h_a	l_a	g_b			
Corrente (pu)	0,95	1,05	1,05	0,95			
Tensão (pu)	1,05	1,05	1,05	1,05			
f_{s_k} (kHz) - Mesma f_s	10,00	0,06	10,00	6,54			
f_{s_k} (kHz) - Mesma	18,04	0,06	18,04	15,66			
WTHD média							

Tabela 4.10: Classificação dos dispositivos semicondutores das configurações 7L2T-GL, 7L2T-GH, 6L-2T, 4LT e 6LT operando no cenário *iii* ($E_g = 2V_l^*$).

Configuração proposta 7L2T-GL							
Braço	g_1	g_2	g_a	h_a	l_a	l_1	l_2
Corrente (pu)	0,95	0,95	0,475	0,59	1,00	0,33	0,33
Tensão (pu)	0,787	0,787	0,787	0,787	0,787	0,787	0,787
f_{s_k} (kHz) - Mesma f_s	4,98	0,06	10,20	0,18	2,16	8,10	4,32
f_{s_k} (kHz) - Mesma	3,30	0,06	6,66	0,189	1,50	5,34	3,06
WTHD média							
Configuração proposta 7L2T-GH							
Braço	g_1	g_2	g_a	h_a	l_a	l_1	l_2
Corrente (pu)	0,95	0,95	0,475	0,59	1,00	0,295	0,295
Tensão (pu)	0,70	0,70	0,70	0,70	0,70	0,70	0,70
f_{s_k} (kHz) - Mesma f_s	2,02	0,18	9,40	0,06	1,02	6,16	5,70
f_{s_k} (kHz) - Mesma	1,32	0,18	5,40	0,06	0,66	3,66	3,32
WTHD média							
Configuração proposta 6L-2T							
Braço	g_a	h_a	l_a	g_b	h_b	l_b	
Corrente (pu)	0,475	0,59	1,00	0,95	0,65	0,33	
Tensão (pu)	0,787	0,787	0,787	0,787	0,787	0,787	
f_{s_k} (kHz) - Mesma f_s	8,64	2,46	5,34	1,08	4,32	10,20	
f_{s_k} (kHz) - Mesma	6,00	1,86	3,78	0,78	3,06	7,08	
WTHD média							
Configuração convencional 6LT							
Braço	g_a	h_a	l_a	g_b	h_b	l_b	
Corrente (pu)	0,475	0,44	0,79	0,475	0,44	0,79	
Tensão (pu)	0,70	0,70	0,70	1,40	1,40	1,40	
f_{s_k} (kHz) - Mesma f_s	5,90	4,70	10,30	0,78	0,18	3,90	
f_{s_k} (kHz) - Mesma	5,35	4,22	9,12	0,70	0,18	3,46	
WTHD média							
Configuração convencional 4LT							
Braço	g_a	h_a	l_a	g_b			
Corrente (pu)	0,24	0,24	0,59	0,59			
Tensão (pu)	2,58	2,58	2,58	2,58			
f_{s_k} (kHz) - Mesma f_s	10,00	0,06	10,00	6,72			
f_{s_k} (kHz) - Mesma	30,00	0,06	30	19,90			
WTHD média							

convencional 6LT também apresenta chaves com alta classificação de tensão nesse cenário, porém, como essas chaves operam com baixa frequência média de chaveamento, a configuração convencional 6LT tende a apresentar melhor desempenho em termos de perdas por chaveamento que a configuração convencional 4LT.

4.5.3 Potência dos Transformadores

Na Tabela 4.11 são apresentadas as potências processadas pelos transformadores das configurações 7L2T-GL, 7L2T-GH, 6L-2T, 6L-TF, 4LT e 6LT operando no cenário i ($E_g = V_l^*$), nas condições de operação testadas. A potência processada está normalizada em relação a potência de saída do sistema. Nesse cenário, pode-se verificar que os transformadores das topologias propostas 7L2T-GL, 7L2T-GH e 6L-2T processam um percentual muito pequeno da potência total do sistema em condições nominais de operação, em comparação com o transformador da topologia convencional 6LT. No caso da topologia proposta 6L-TF, o transformador processa um valor muito alto de potência, o que representa uma desvantagem no caso dessa topologia, uma vez que seu transformador tende a ser maior em comparação com os transformadores das outras configurações analisadas. O transformador da topologia 4L processa uma quantidade muito pequena da potência total do sistema em condições nominais de operação, nesse caso.

Tabela 4.11: Potência processada pelos transformadores das configurações 7L2T-GL, 7L2T-GH, 6L-2T, 6L-TF, 4LT e 6LT operando no cenário i ($E_g = V_l^*$), normalizada em relação a potência de saída do sistema.

Topologia	Relação de espiras		Potência processada	
	η_g	η_l	T_g	T_l
7L2T-GL	1/2	1/3	14%	8%
7L2T-GH	1/2	2	7%	0,5%
6L-2T	1/2	1/3	9%	8,2%
6L-TF	3/2	—	113%	—
6LT	1/2	—	50%	—
4LT	1/2	—	0,6%	—

Na Tabela 4.12 são mostradas as potências processadas pelos transformadores das configurações 7L2T-GL, 7L2T-HL, 6L-2T, 6L-TF, 4LT e 6LT operando no cenário ii ($E_g = V_l^*/2$). Nesse cenário, pode-se verificar que os transformadores das topologias propostas 7L2T-GL, 7L2T-HL e 6L-2T processam menor potência que o transformador usado nas topologias convencionais 6LT e 4LT, em condições nominais de operação. O transformador da topologia proposta 6L-TF também operou com maior potência no transformador, nesse caso.

Na Tabela 4.13 são mostradas as potências processadas pelos transformadores das configurações 7L2T-GL, 7L2T-GH, 6L-2T, 4LT e 6LT operando no cenário iii ($E_g = 2V_l^*$).

Tabela 4.12: Potência média processada nos transformadores das configurações 7L2T-GL, 7L2T-HL, 6L-2T, 6L-TF, 4LT e 6LT operando no cenário *ii* ($E_g = V_l^*/2$), normalizada em relação a potência de saída do sistema.

Topologia	Relação de espiras		Potência processada	
	η_g	η_l	T_g	T_l
7L2T-GL	1/3	1	12%	56%
7L2T-HL	2	2	47%	45%
6L-2T	1/3	1	6%	48%
6L-TF	2/3	–	122,5%	–
6LT	1/2	–	100%	–
4LT	1/2	–	98%	–

Tabela 4.13: Potência média processada nos transformadores das configurações 7L2T-GL, 7L2T-GH, 6L-2T, 4LT e 6LT operando no cenário *iii* ($E_g = 2V_l^*$), normalizada em relação a potência de saída do sistema.

Topologia	Relação de espiras		Potência processada	
	η_g	η_l	T_g	T_l
7L2T-GL	2	1/3	82%	8%
7L2T-GH	2	1/2	77%	9,5%
6L-2T	2	1/3	82%	15%
6LT	1/2	–	24,5%	–
4LT	1/2	–	50%	–

Nesse cenário, pode-se verificar que o transformador no lado da rede das topologias propostas 7L2T-GL, 7L2T-GH e 6L-2T processa maior potência que o transformador usado nas topologias convencionais 6LT e 4LT em condições nominais de operação. Os transformadores do lado da carga processaram um percentual baixo de potência, no caso das topologias 7L2T-GL, 7L2T-GH e 6L-2T.

A potência de saída do transformador é um parâmetro importante no projeto desse equipamento. No caso dos transformadores das topologias propostas e convencionais, a potência de saída dos transformadores pode variar dependendo das condições de operação dos conversores. Portanto, para dimensionar adequadamente os transformadores dessas topologias deve-se levar em consideração todas as condições nas quais espera-se que o conversor opere. Alguns parâmetros que podem ter influência na potência processada através dos transformadores são: a amplitude da tensão da rede elétrica, a amplitude da tensão de referência

da carga, o ângulo entre as tensões de referência v_g^* e v_i^* e o fator de potência da carga. Portanto, estabelecidos os limites de operação dos conversores em termos desses parâmetros, deve-se verificar como os mesmos afetarão a tensão eficaz, a corrente eficaz e a potência de saída dos transformadores. Desse modo, os transformadores poderão ser dimensionados para satisfazer todos os limites de operação do sistema (Hurley e Wölfle, 2013).

4.5.4 Perdas nos Dispositivos Semicondutores

As perdas nos dispositivos semicondutores foram avaliadas utilizando os módulos térmicos disponíveis no software PSIM. O dispositivo utilizado nas análises foi o módulo dual IGBT SEMIKRON SKM145GB066D 600 V 150 A. Os módulos térmicos forneceram as perdas por condução (P_{cd}) e chaveamento (P_{sw}) nos IGBTs e diodos anti-paralelos. As perdas totais foram obtidas a partir de $P_{T_s} = P_{cd} + P_{sw}$. As análises de perdas em cada cenário de operação considerado foram realizadas em duas condições de operação: 1) as topologias operando com a mesma frequência de amostragem $f_s = 10$ kHz; e 2) as topologias operando com a mesma WTHD média (0,15%). As perdas foram estimadas em dois cenários de potência, isto é, $S_l = 500$ VA (cenário de baixa corrente) e $S_l = 5,5$ kVA (cenário de corrente elevada).

A Tabela 4.14 apresenta os resultados de perdas nos dispositivos semicondutores das configurações 7L2T-GL, 7L2T-GH, 6L-2T, 6L-TF, 4LT e 6LT operando no cenário i ($E_g = V_i^*$) com mesma $f_s = 10$ kHz. Nos cenários de baixa e de alta corrente, a topologia convencional 4LT obteve as menores perdas por condução, pois ela tem menor número de dispositivos semicondutores que as configurações propostas. As configurações propostas 7L2T-GL e 6L-2T obtiveram menores perdas por condução que a configuração convencional 6LT, mesmo possuindo, respectivamente, maior e mesmo número de dispositivos semicondutores. Isso ocorre porque a maioria dos dispositivos semicondutores dessas topologias propostas operam com menor corrente em comparação com os dispositivos da topologia 6LT. As maiores perdas por condução foram observadas nas topologias propostas 6L-TF e 7L2T-GH. Por outro lado, em termos de perdas por chaveamento, as configurações propostas 6L-TF e 7L2T-GH obtiveram os menores valores. A configuração convencional 4LT obteve as maiores perdas por chaveamento, dado que a tensão no seu barramento CC e a frequência média de chaveamentos dos seus dispositivos é maior em comparação com as demais topologias. Em termos de perdas

totais nos dispositivos semicondutores, operando com a mesma $f_s = 10$ kHz e no cenário de baixa corrente, as topologias analisadas podem ser classificadas de melhor a pior na seguinte sequência: 1) configuração proposta 7L2T-GH; 2) configuração convencional 6LT; 3) configuração proposta 6L-2T; 4) configuração proposta 6L-TF; 5) configuração proposta 7L2T-GL; 6) configuração convencional 4LT. Considerando agora o cenário de corrente elevada, as topologias analisadas podem ser classificadas de melhor a pior na seguinte sequência: 1) configuração convencional 4LT; 2) configuração proposta 6L-2T; 3) configuração proposta 7L2T-GL; 4) configuração convencional 6LT; 5) configuração proposta 7L2T-GH; 6) configuração proposta 6L-TF. Portanto, a topologia proposta 7L2T-GH destacou-se como a alternativa mais vantajosa em cenários de baixa corrente em termos de perdas totais nos semicondutores. No cenário de alta corrente, apesar das topologias propostas apresentarem maiores perdas totais que a topologia convencional 4LT, deve-se mencionar que as topologias propostas operam com menores distorções harmônicas nas tensões e correntes, podendo gerar redução de perdas em outros elementos do sistema e talvez compensar o aumento das perdas totais nos semicondutores. Nesse cenário, dentre as topologias propostas, destacaram-se as configurações 6L-2T e 7L2T-GL que apresentaram menores perdas totais nos semicondutores em comparação com a configuração convencional 6LT.

Tabela 4.14: Perdas nos dispositivos semicondutores das configurações 7L2T-GL, 7L2T-GH, 6L-2T, 6L-TF, 4LT e 6LT operando no cenário i ($E_g = V_l^*$) com mesma $f_s = 10$ kHz.

$S_l = 500$ VA				
Topologia	P_{cd} (W)	P_{sw} (W)	P_{T_s} (W)	P_{T_s}/P_l (%)
7L2T-GL	5,20	6,58	11,78	2,48
7L2T-GH	6,40	3,24	9,64	2,03
6L-2T	4,43	6,14	10,57	2,23
6L-TF	7,27	3,40	10,67	2,25
6LT	5,75	4,56	10,31	2,17
4LT	2,23	9,97	12,20	2,57
$S_l = 5,5$ kVA				
Topologia	P_{cd} (W)	P_{sw} (W)	P_{T_s} (W)	P_{T_s}/P_l (%)
7L2T-GL	78,39	13,65	92,04	1,76
7L2T-GH	98,58	10,96	109,54	2,10
6L-2T	67,18	12,06	79,24	1,52
6L-TF	115,19	9,85	125,04	2,39
6LT	88,87	15,74	104,61	2,00
4LT	31,90	21,54	53,44	1,02

As perdas nos dispositivos semicondutores das configurações 7L2T-GL, 7L2T-GH, 6L-

2T, 6L-TF, 6LT e 4LT no cenário i ($E_g = V_i^*$) também foram analisadas quando as configurações operam com a mesma WTHD média (0,15%). Para atingir essa condição, a frequência de amostragem do PWM das topologias 7L2T-GL, 7L2T-GH, 6L-2T, 6L-TF, 6LT e 4LT foi ajustada para 6,6 kHz, 5,10 kHz, 5,4 kHz, 6,9 kHz, 5,7 kHz e 11,7 kHz, respectivamente. Os resultados de perdas obtidos nessa condição são apresentados na Tabela 4.15. Pode-se observar que, no cenário de baixa corrente, em termos de perdas totais nos dispositivos semicondutores, as topologias analisadas podem ser classificadas de melhor a pior na seguinte sequência: 1) configuração proposta 6L-2T; 2) configuração proposta 7L2T-GH; 3) configuração convencional 6LT; 4) configuração proposta 6L-TF; 5) configuração proposta 7L2T-GL; 6) configuração convencional 4LT. Considerando agora o cenário de corrente elevada, as topologias analisadas podem ser classificadas de melhor a pior na seguinte sequência: 1) configuração convencional 4LT; 2) configuração proposta 6L-2T; 3) configuração proposta 7L2T-GL; 4) configuração convencional 6LT; 5) configuração proposta 7L2T-GH; 6) configuração proposta 6L-TF. Portanto, no cenário de baixa corrente as topologias propostas 6L-2T e 7L2T-GH destacaram por apresentarem perdas totais ainda menores que as topologias convencionais 6LT e 4LT. No cenário de corrente elevada, a topologia 4LT continuou a ser mais vantajosa que as topologias propostas. No entanto, as topologias 6L-2T e 7L2T-GL também continuaram a ser mais vantajosas que a topologia 6LT.

A Tabela 4.16 apresenta os resultados de perdas nos dispositivos semicondutores das configurações 7L2T-GL, 7L2T-HL, 6L-2T, 6L-TF, 4LT e 6LT operando no cenário ii ($E_g = V_i^*/2$) com mesma $f_s = 10$ kHz. Nos cenários de baixa e de alta corrente, a topologia convencional 4LT obteve as menores perdas por condução. As maiores perdas por condução foram observadas nas topologias propostas 7L2T-GL e 7L2T-HL. Por outro lado, as configurações propostas 7L2T-GL e 7L2T-HL obtiveram as menores perdas por chaveamento. A configuração convencional 4LT obteve as maiores perdas por chaveamento. Em termos de perdas totais nos dispositivos semicondutores, operando com a mesma $f_s = 10$ kHz e no cenário de baixa corrente, as topologias analisadas podem ser classificadas de melhor a pior na seguinte sequência: 1) configuração proposta 6L-TF; 2) configuração proposta 6L-2T; 3) configuração convencional 6LT; 4) configuração convencional 4LT; 5) configuração proposta 7L2T-GL; 6) configuração proposta 7L2T-HL. Considerando agora o cenário de corrente elevada, as topologias analisadas podem ser classificadas de melhor a pior na seguinte sequência:

Tabela 4.15: Perdas nos dispositivos semicondutores das configurações 7L2T-GL, 7L2T-GH, 6L-2T, 6L-TF, 4LT e 6LT operando no cenário i ($E_g = V_l^*$) com mesma WTHD média (0,15%).

$S_l = 500 \text{ VA}$				
Topologia	P_{cd} (W)	P_{sw} (W)	P_{T_s} (W)	P_{T_s}/P_l (%)
7L2T-GL	5,20	4,47	9,67	2,04
7L2T-GH	6,40	1,80	8,20	1,73
6L-2T	4,43	3,48	7,91	1,67
6L-TF	7,27	2,38	9,65	2,03
6LT	5,75	2,72	8,47	1,78
4LT	2,23	11,61	12,55	2,91
$S_l = 5,5 \text{ kVA}$				
Topologia	P_{cd} (W)	P_{sw} (W)	P_{T_s} (W)	P_{T_s}/P_l (%)
7L2T-GL	78,39	9,22	92,04	1,68
7L2T-GH	98,58	5,97	109,54	2,00
6L-2T	67,18	6,80	79,24	1,42
6L-TF	115,19	6,87	125,04	2,34
6LT	88,87	9,26	104,61	1,88
4LT	31,90	25,10	53,44	1,09

1) configuração convencional 4LT; 2) configuração proposta 6L-2T; 3) configuração proposta 6L-TF; 4) configuração proposta 7L2T-GL; 5) configuração convencional 6LT; 6) configuração proposta 7L2T-HL. Portanto, as topologias propostas 6L-TF e 6L-2T destacaram-se como alternativas mais vantajosas em cenários de baixa corrente em termos de perdas totais nos semicondutores em comparação com as configurações convencionais 6LT e 4LT. No cenário de alta corrente, as topologias propostas apresentarem maiores perdas totais que a topologia convencional 4LT, porém, as configurações propostas 6L-2T, 6L-TF e 7L2T-GL apresentaram menores perdas totais que a configuração convencional 6LT. Apesar da topologia proposta 7L2T-HL apresentar maiores perdas totais nos semicondutores em comparação com as demais configurações, pode-se mencionar que essa configuração apresentou baixíssimas distorções harmônicas em comparação com as demais topologias, e além disso, obteve as menores perdas por chaveamento, dado que a tensão requerida pelo seu barramento CC é muito pequena. Portanto, essa configuração pode vir a se tornar uma alternativa mais interessante que as demais em aplicações com tensão elevada e baixa corrente.

As perdas nos dispositivos semicondutores das configurações 7L2T-GL, 7L2T-HL, 6L-2T, 6L-TF, 6LT e 4LT no cenário ii ($E_g = V_l^*/2$) também foram analisadas considerando que todas as configurações operam com a mesma WTHD média (0,15%). Para atingir essa

Tabela 4.16: Perdas nos dispositivos semicondutores das configurações 7L2T-GL, 7L2T-HL, 6L-2T, 6L-TF, 4LT e 6LT operando no cenário *ii* ($E_g = V_l^*/2$) com mesma $f_s = 10$ kHz.

$S_l = 500$ VA				
Topologia	P_{cd} (W)	P_{sw} (W)	P_{T_s} (W)	P_{T_s}/P_l (%)
7L2T-GL	9,88	6,08	15,96	3,36
7L2T-HL	17,48	2,27	19,75	4,16
6L-2T	8,33	5,96	14,29	3,01
6L-TF	9,25	2,89	12,14	2,56
6LT	12,18	3,36	15,54	3,27
4LT	5,40	10,16	15,56	3,28
$S_l = 5,5$ kVA				
Topologia	P_{cd} (W)	P_{sw} (W)	P_{T_s} (W)	P_{T_s}/P_l (%)
7L2T-GL	159,69	20,35	180,04	3,45
7L2T-HL	300,00	14,26	314,26	6,01
6L-2T	134,75	28,31	163,06	3,12
6L-TF	150,95	15,74	166,69	3,19
6LT	207,77	17,35	225,12	4,31
4LT	86,56	42,33	128,89	2,47

condição, a frequência de amostragem do PWM das topologias 7L2T-GL, 7L2T-HL, 6L-2T, 6L-TF, 6LT e 4LT foi ajustada para 8,4 kHz, 4,8 kHz, 7,2 kHz, 6,3 kHz, 6,9 kHz e 18 kHz, respectivamente. Os resultados de perdas obtidos nessa condição são apresentados na Tabela 4.17. Pode-se observar que, no cenário de baixa corrente, em termos de perdas totais nos dispositivos semicondutores, as topologias analisadas podem ser classificadas de melhor a pior na seguinte sequência: 1) configuração proposta 6L-TF; 2) configuração proposta 6L-2T; 3) configuração convencional 6LT; 4) configuração proposta 7L2T-GL; 5) configuração proposta 7L2T-HL; 6) configuração convencional 4LT. Considerando agora o cenário de corrente elevada, as topologias analisadas podem ser classificadas de melhor a pior na seguinte sequência: 1) configuração proposta 6L-2T; 2) configuração proposta 6L-TF; 3) configuração convencional 4LT; 4) configuração proposta 7L2T-GL; 5) configuração convencional 6LT; 6) configuração proposta 7L2T-HL. Portanto, operando com a mesma WTHD média, no cenário de baixa corrente destacou-se a topologia proposta 6L-TF, e no cenário de alta corrente, a topologia proposta 6L-2T. No cenário de baixa corrente, as topologias propostas 7L2T-GL e 7L2T-HL também apresentaram menores perdas que a topologia convencional 4LT.

A Tabela 4.18 apresenta os resultados de perdas nos dispositivos semicondutores das configurações 7L2T-GL, 7L2T-GH, 6L-2T, 6LT e 4LT operando no cenário *iii* ($E_g = 2V_l^*$)

Tabela 4.17: Perdas nos dispositivos semicondutores das configurações 7L2T-GL, 7L2T-HL, 6L-2T, 6L-TF, 4LT e 6LT operando no cenário *ii* ($E_g = V_l^*/2$) com mesma WTHD média (0,15%).

$S_l = 500 \text{ VA}$				
Topologia	P_{cd} (W)	P_{sw} (W)	P_{T_s} (W)	P_{T_s}/P_l (%)
7L2T-GL	9,88	5,12	15,00	3,16
7L2T-HL	17,48	1,15	18,63	3,92
6L-2T	8,33	4,38	12,71	2,68
6L-TF	9,25	1,90	11,15	2,35
6LT	12,18	1,67	13,85	2,92
4LT	5,40	19,60	12,45	5,26
$S_l = 5,5 \text{ kVA}$				
Topologia	P_{cd} (W)	P_{sw} (W)	P_{T_s} (W)	P_{T_s}/P_l (%)
7L2T-GL	159,69	17,05	176,73	3,38
7L2T-HL	300,00	7,10	307,10	5,88
6L-2T	134,75	20,66	155,41	2,97
6L-TF	150,95	10,17	161,12	3,08
6LT	207,77	9,35	217,12	4,16
4LT	86,56	79,23	165,79	3,17

com mesma $f_s = 10 \text{ kHz}$. Nos cenários de baixa e de alta corrente, a topologia convencional 4LT mais uma vez obteve as menores perdas por condução. As configurações propostas 7L2T-GL e 7L2T-GH obtiveram as maiores perdas por condução, dado o alto número de dispositivos semicondutores dessas topologias que operam com maior classificação de corrente em comparação com as demais nesse cenário. Por outro lado, em termos de perdas por chaveamento, as configurações propostas 7L2T-GL e 7L2T-GH obtiveram os menores valores, pois suas chaves operam com baixa tensão de bloqueio e baixa frequência média de chaveamento. A configuração convencional 4LT obteve as maiores perdas por chaveamento. Em termos de perdas totais nos dispositivos semicondutores, operando com mesma $f_s = 10 \text{ kHz}$ e no cenário de baixa corrente, as topologias analisadas podem ser classificadas de melhor a pior na seguinte sequência: 1) configuração convencional 6LT; 2) configuração proposta 6L-2T; 3) configuração proposta 7L2T-GH; 4) configuração convencional 4LT; 5) configuração proposta 7L2T-GL. Considerando agora o cenário de corrente elevada, as topologias analisadas podem ser classificadas de melhor a pior na seguinte sequência: 1) configuração convencional 4LT; 2) configuração convencional 6LT; 3) configuração proposta 6L-2T; 4) configuração proposta 7L2T-GH; 5) configuração proposta 7L2T-GL. No cenário de baixa corrente, a topologia convencional 6LT obteve as menores perdas totais nos dispositivos se-

micondutores. As topologias propostas 6L-2T e 7L2T-GH obtiveram menores perdas totais que a topologia convencional 4LT neste caso. No cenário de alta corrente, a topologia 4LT obteve as menores perdas totais.

Tabela 4.18: Perdas nos dispositivos semicondutores das configurações 7L2T-GL, 7L2T-GH, 6L-2T, 4LT e 6LT operando no cenário *iii* ($E_g = 2V_l^*$) com mesma $f_s = 10$ kHz.

$S_l = 500$ VA				
Topologia	P_{cd} (W)	P_{sw} (W)	P_{T_s} (W)	P_{T_s}/P_l (%)
7L2T-GL	13,03	4,15	17,18	3,62
7L2T-GH	12,82	2,98	15,80	3,33
6L-2T	11,21	4,54	15,75	3,32
6LT	9,32	4,17	13,49	2,84
4LT	4,45	11,66	16,11	3,39
$S_l = 5,5$ kVA				
Topologia	P_{cd} (W)	P_{sw} (W)	P_{T_s} (W)	P_{T_s}/P_l (%)
7L2T-GL	218,11	15,64	233,75	4,47
7L2T-GH	214,68	10,65	225,33	4,31
6L-2T	187,95	18,49	206,44	3,95
6LT	153,00	24,00	177,00	3,39
4LT	70,48	38,39	108,87	2,08

As perdas nos dispositivos semicondutores das configurações 7L2T-GL, 7L2T-GH, 6L-2T, 4LT e 6LT no cenário *iii* ($E_g = 2V_l^*$) também foi analisada considerando que todas as configurações operam com a mesma WTHD média (0,15%). Para atingir essa condição, a frequência de amostragem do PWM das topologias 7L2T-GL, 7L2T-GH, 6L-2T, 6LT e 4LT foi ajustada para 6,6 kHz, 5,7 kHz, 6,3 kHz, 9 kHz e 30 kHz, respectivamente. Os resultados de perdas obtidos nessa condição são mostrados na Tabela 4.19. Pode-se observar que, no cenário de baixa corrente, em termos de perdas totais nos dispositivos semicondutores, as topologias analisadas podem ser classificadas de melhor a pior na seguinte sequência: 1) configuração convencional 6LT; 2) configuração proposta 6L-2T; 3) configuração proposta 7L2T-GH; 4) configuração proposta 7L2T-GL; e 5) configuração convencional 4LT. Considerando agora o cenário de corrente elevada, as topologias analisadas podem ser classificadas de melhor a pior na seguinte sequência: 1) configuração convencional 6LT; 2) configuração convencional 4LT; 3) configuração proposta 6L-2T; 4) configuração proposta 7L2T-GH; e 5) configuração proposta 7L2T-GL. Portanto, no cenário de baixa corrente as topologias propostas 6L-2T, 7L2T-GH e 7L2T-GL destacaram-se como mais vantajosas em termos de perdas totais nos dispositivos semicondutores em comparação com a topologia convencional

4LT, porém apresentaram maiores perdas que a topologia convencional 6LT. No cenário de corrente elevada, a topologia convencional 6LT apresentou as menores perdas totais.

Tabela 4.19: Perdas nos dispositivos semicondutores das configurações 7L2T-GL, 7L2T-GH, 6L-2T, 4LT e 6LT operando no cenário *iii* ($E_g = 2V_l^*$) com mesma WTHD média (0, 15%).

$S_l = 500 \text{ VA}$				
Topologia	P_{cd} (W)	P_{sw} (W)	P_{T_s} (W)	P_{T_s}/P_l (%)
7L2T-GL	13,03	2,78	15,81	3,33
7L2T-GH	12,82	1,78	14,60	3,07
6L-2T	11,21	3,20	14,41	3,03
6LT	9,32	3,72	13,04	2,75
4LT	4,45	34,63	39,08	8,23
$S_l = 5,5 \text{ kVA}$				
Topologia	P_{cd} (W)	P_{sw} (W)	P_{T_s} (W)	P_{T_s}/P_l (%)
7L2T-GL	218,11	10,25	228,36	4,37
7L2T-GH	214,68	6,35	221,03	4,23
6L-2T	187,95	13,08	201,03	3,85
6LT	153,00	21,37	174,37	3,34
4LT	70,48	133,96	184,44	3,53

4.6 Resultados Experimentais

Nesta seção, são apresentados os resultados experimentais das configurações 7L2T-GL, 7L2T-GH e 7L2T-HL, a fim de validar os sistemas propostos, e as estratégias PWM e de controle discutidas. A plataforma de desenvolvimento experimental utilizada para obtenção dos resultados é mostrada na Figura 4.13. Essa plataforma é composta por módulos IGBTs fabricados pela SEMIKRON (modelo SKM50GB123D), com *drivers* dedicados (SKHI-22B). O processador digital de sinais (DSP) TMS320F28335 com placas de encaixe e sensores é utilizado para gerar os sinais de disparo para as chaves e para medir as variáveis de controle. Os parâmetros usados nos testes são apresentados nas Tabelas 4.20 (para as configurações 7L2T-GL e 7L2T-GH) e 4.21 (para a configuração 7L2T-HL). Os resultados obtidos demonstram o funcionamento dos conversores estudados em diferentes condições de operação, alimentando cargas RL e cargas não lineares. Resultados em regime permanente e sob transitórios são apresentados considerando as seguintes situações: 1) transitório de carga; 2) afundamento na tensão da rede elétrica; e 3) sobretensão na tensão da rede elétrica.

Os resultados experimentais da configuração 7L2T-GL operando no cenário $E_g = V_l^* =$

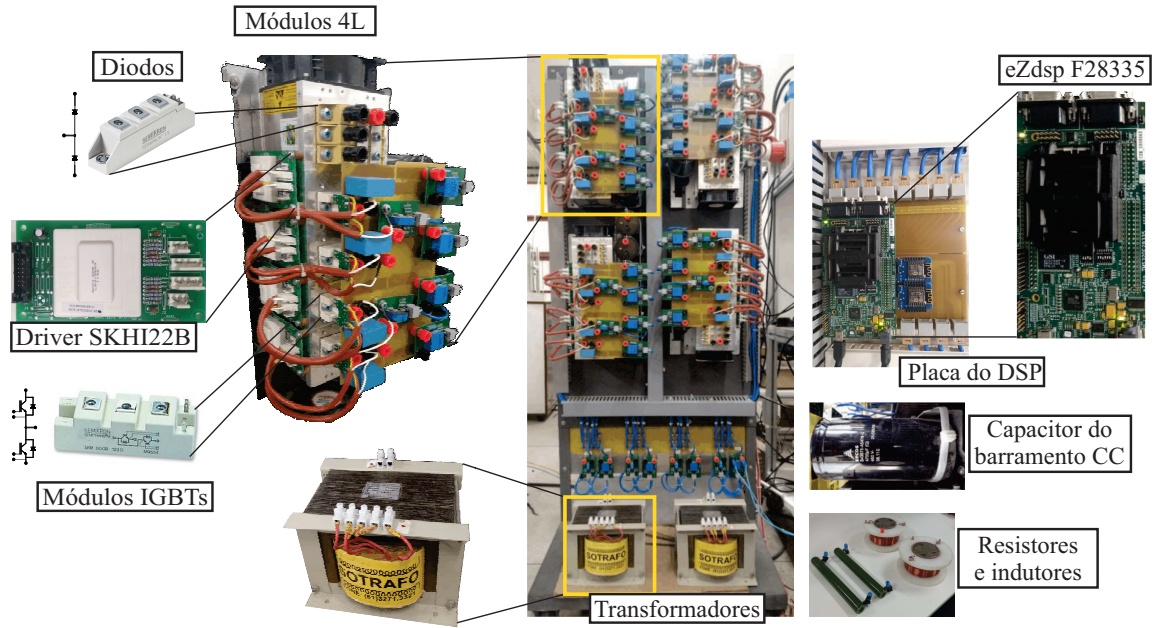


Figura 4.13: Visão geral da plataforma experimental e seus principais componentes.

Tabela 4.20: Parâmetros usados nos experimentos das configurações 7L2T-GL e 7L2T-GH.

Parâmetro		Valor
Tensão da rede elétrica (rms)	E_g	110 V (caso <i>i</i>) / 220 V (caso <i>ii</i>)
Tensão de referência na carga (rms)	V_l	110 V (caso <i>i</i>) / 110 V (caso <i>ii</i>)
Tensão de referência do barramento CC (7L2T-GL)	v_C^*	128 V (casos <i>i</i> e <i>ii</i>)
Tensão de referência do barramento CC (7L2T-GH)	v_C^*	57 V (caso <i>i</i>) / 114 V (caso <i>ii</i>)
Capacitância do barramento CC	C	4700 μF
Frequência de amostragem	f_s	10 kHz
Frequência da rede elétrica e da carga	f_g/f_l	60/60 Hz
Carga RL		
Indutância da rede elétrica	L_g	9 mH
Potência aparente da carga	S_l	700 VA
Fator de potência da carga	f_p	0,88 (indutivo)
Carga não linear		
Indutância da rede elétrica	L_g	14 mH
Potência aparente da carga	S_l	1,85 kVA
Fator de potência da carga	f_p	0,72 (indutivo)
Indutância do filtro	L_f	7 mH
Capacitância da carga	C_l	2200 μF
Resistência da carga	R_l	7,5 Ω
Indutância da carga	L_l	9 mH

Tabela 4.21: Parâmetros usados nos experimentos da configuração 7L2T-HL.

Parâmetro		Valor
Tensão da rede elétrica (rms)	E_g	110 V
Tensão de referência na carga (rms)	V_l	220 V
Tensão de referência do barramento CC	v_C^*	65 V
Capacitância do barramento CC	C	4700 μ F
Frequência de amostragem	f_s	10 kHz
Frequência da rede elétrica e da carga	f_g/f_l	60/60 Hz
Carga RL		
Indutância da rede elétrica	L_g	9 mH
Potência aparente da carga	S_l	600 VA
Fator de potência da carga	f_p	0,99 (indutivo)
Carga não linear		
Indutância da rede elétrica	L_g	9 mH
Potência aparente da carga	S_l	570 VA
Fator de potência da carga	f_p	0,71 (indutivo)
Indutância do filtro	L_f	7 mH
Capacitância da carga	C_l	2200 μ F
Resistência da carga	R_l	200 Ω
Indutância da carga	L_l	14 mH

110 V (rms) e alimentando uma carga RL são apresentados na Figura 4.14. A Figura 4.14(a) mostra as tensões v_g e v_l sintetizadas pelo conversor com sete e nove níveis, respectivamente, conforme esperado quando a estratégia SV-PWM discutida na Seção 4.3 é aplicada a esse conversor. As correntes senoidais da rede (i_g) e da carga (i_l) também são mostradas. Na Figura 4.14(b), são apresentadas as variáveis controladas do sistema em regime permanente: tensão do barramento CC (v_C) e corrente da rede elétrica (i_g) sincronizada com a tensão da rede elétrica (e_g) de modo a maximizar o fator de potência na entrada do sistema. Observa-se que embora o fator de potência da carga seja 0,88 (indutivo), o fator de potência na entrada do sistema é aproximadamente unitário. A Figura 4.14(c) ilustra o comportamento do sistema quando a tensão da rede elétrica aumenta de 110 V (rms) para 123 V (rms), correspondendo a uma sobretensão de aproximadamente 12% na tensão da rede elétrica. Por sua vez, a Figura 4.14(d) apresenta o comportamento do sistema quando a tensão da rede elétrica diminui de 110 V (rms) para 93 V (rms), correspondendo a um afundamento de aproximadamente 15% na tensão da rede elétrica. Nestes cenários, apesar das variações na tensão da rede elétrica, a tensão do barramento CC permaneceu controlada, mantendo o sistema estável. Dessa forma, as tensões na entrada e saída do conversor podem ser geradas

corretamente. Analisando a tensão na saída, observa-se que v_l permaneceu controlada no seu valor de referência. Nota-se também que, a corrente e tensão da rede elétrica mantiveram-se em fase, de modo que o sistema continuou operando com alto fator de potência no lado da rede elétrica. A Figura 4.14(e) mostra a operação do sistema quando a potência aparente da carga varia de $S_l = 700$ VA para $S_l = 1085$ VA (transitório de 55% da carga). A corrente da carga aumenta quando uma carga de menor impedância é utilizada. Nota-se que, após o transitório, v_C permaneceu controlada, assim como i_g manteve-se sincronizada com e_g .

Na Figura 4.15, são apresentados os resultados da configuração 7L2T-GL operando no cenário $E_g = 2V_l^* = 220$ V (rms) e alimentando uma carga não linear ($THD_{il} = 26\%$ estimado a partir dos parâmetros da carga). A Figura 4.15(a) ilustra as tensões sintetizadas pelo conversor (v_g e v_l) conforme esperado, e as correntes da rede (i_g) e da carga (i_l). A Figura 4.15(b) mostra a tensão v_C controlada e a corrente i_g em fase com e_g . Apesar da corrente i_l ser distorcida e com baixo fator de potência, observa-se que a corrente na entrada do sistema (i_g) é senoidal e com alto fator de potência.

Os resultados experimentais da configuração 7L2T-GH operando no cenário $E_g = V_l^* = 110$ V (rms) e alimentando uma carga RL são apresentados na Figura 4.16. A Figura 4.16(a) ilustra as tensões v_g e v_l sintetizadas pelo conversor com treze e sete níveis, respectivamente. As correntes senoidais da rede (i_g) e da carga (i_l) também são apresentadas. Na Figura 4.16(b), são mostradas a tensão do barramento CC (v_C) controlada e a corrente da rede elétrica (i_g) sincronizada com a tensão da rede elétrica (e_g). A Figura 4.16(c) mostra o comportamento do sistema quando a tensão da rede elétrica aumenta de 110 V (rms) para 128 V (rms), correspondendo a uma sobretensão de aproximadamente 16% na tensão da rede elétrica. Por sua vez, a Figura 4.16(d) apresenta o comportamento do sistema quando a tensão da rede elétrica diminui de 110 V (rms) para 88 V (rms), correspondendo a um afundamento de 20% na tensão da rede elétrica. Nestes cenários, o sistema permaneceu estável, com a tensão do barramento CC controlada, de modo a garantir que as tensões na entrada e saída do conversor sejam geradas corretamente pela estratégia SV-PWM. A Figura 4.16(e) mostra a operação do sistema quando a potência aparente da carga varia de $S_l = 700$ VA para $S_l = 460$ VA (transitório de 35% da carga). A corrente da carga diminui quando uma carga de maior impedância é utilizada. Após o transitório, v_C foi controlada, assim como i_g manteve-se sincronizada com e_g , e o sistema permaneceu estável.

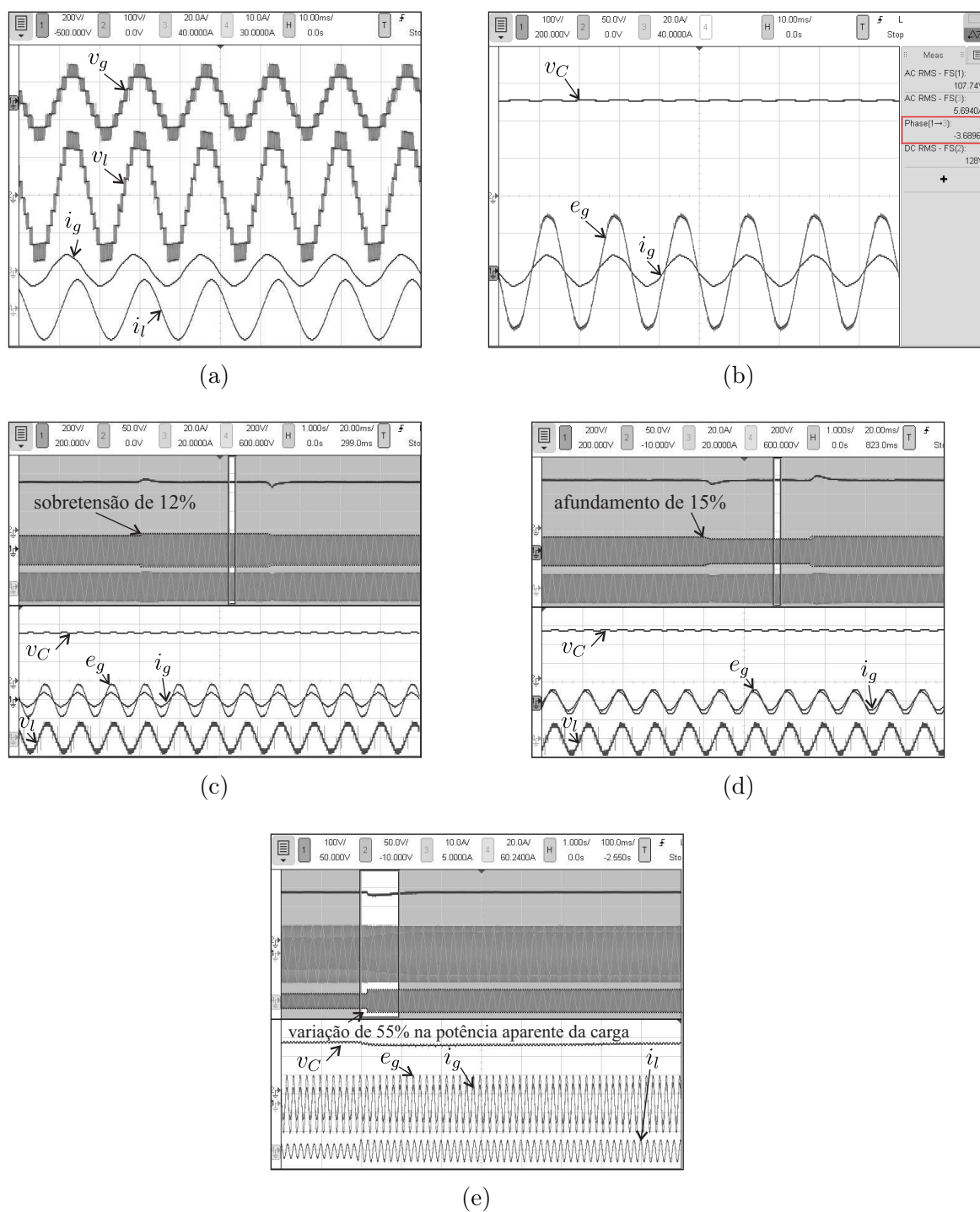


Figura 4.14: Resultados experimentais da configuração 7L2T-GL no cenário $E_g = V_l^*$ com carga RL. (a) Tensões v_g e v_l , e correntes i_g e i_l . (b) Tensão do barramento CC (v_C) controlada e corrente i_g sincronizada com a tensão da rede elétrica e_g . (c) Sobretensão de 12,5% na tensão da rede elétrica. (d) Afundamento de 15% na tensão da rede elétrica. (e) Transitório de carga.

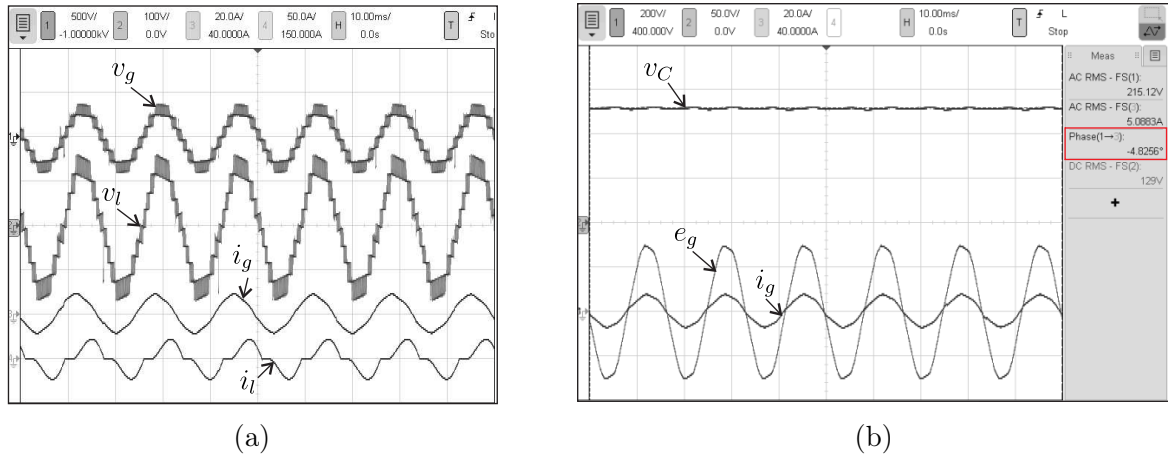


Figura 4.15: Resultados experimentais da configuração 7L2T-GL no cenário $E_g = 2V_l^*$ com carga não linear. (a) Tensões v_g e v_l , e correntes i_g e i_l . (b) Tensão do barramento CC (v_C) controlada e corrente i_g sincronizada com a tensão da rede elétrica e_g .

Na Figura 4.17, são apresentados os resultados da configuração 7L2T-GH operando no cenário $E_g = 2V_l^* = 220$ V (rms) e alimentando uma carga não linear. De acordo com a Figura 4.17(a), as tensões v_g e v_l foram sintetizadas corretamente pelo conversor. Analisando as correntes na rede e na carga, nota-se que i_g é senoidal e com alto fator de potência, apesar da corrente i_l ser distorcida e com baixo fator de potência. A Figura 4.17(b) mostra as variáveis do sistema adequadamente controladas.

A configuração 7L2T-HL foi testada operando no cenário $E_g = V_l^*/2 = 110$ V (rms). A Figura 4.18 mostra os resultados desse conversor alimentando uma carga RL. Na Figura 4.18(a), são apresentadas as tensões v_g e v_l sintetizadas com sete e nove níveis, respectivamente. As correntes senoidais da rede (i_g) e da carga (i_l) também são mostradas. A Figura 4.18(b) ilustra a tensão do barramento CC (v_C) controlada e a corrente da rede elétrica (i_g) sincronizada com a tensão da rede elétrica (e_g). A Figura 4.18(c) mostra o comportamento do sistema quando a tensão da rede elétrica aumenta de 110 V (rms) para 132 V (rms), correspondendo a uma sobretensão de aproximadamente 20% na tensão da rede elétrica. Por sua vez, a Figura 4.18(d) apresenta o comportamento do sistema quando a tensão da rede elétrica diminui de 110 V (rms) para 88 V (rms), correspondendo a um afundamento de 20% na tensão da rede elétrica. Após o transitório de tensão, pode-se observar que o sistema permaneceu estável, com a tensão do barramento CC controlada, e a corrente e tensão da rede elétrica em fase. Dessa forma, as tensões na entrada e saída do conversor

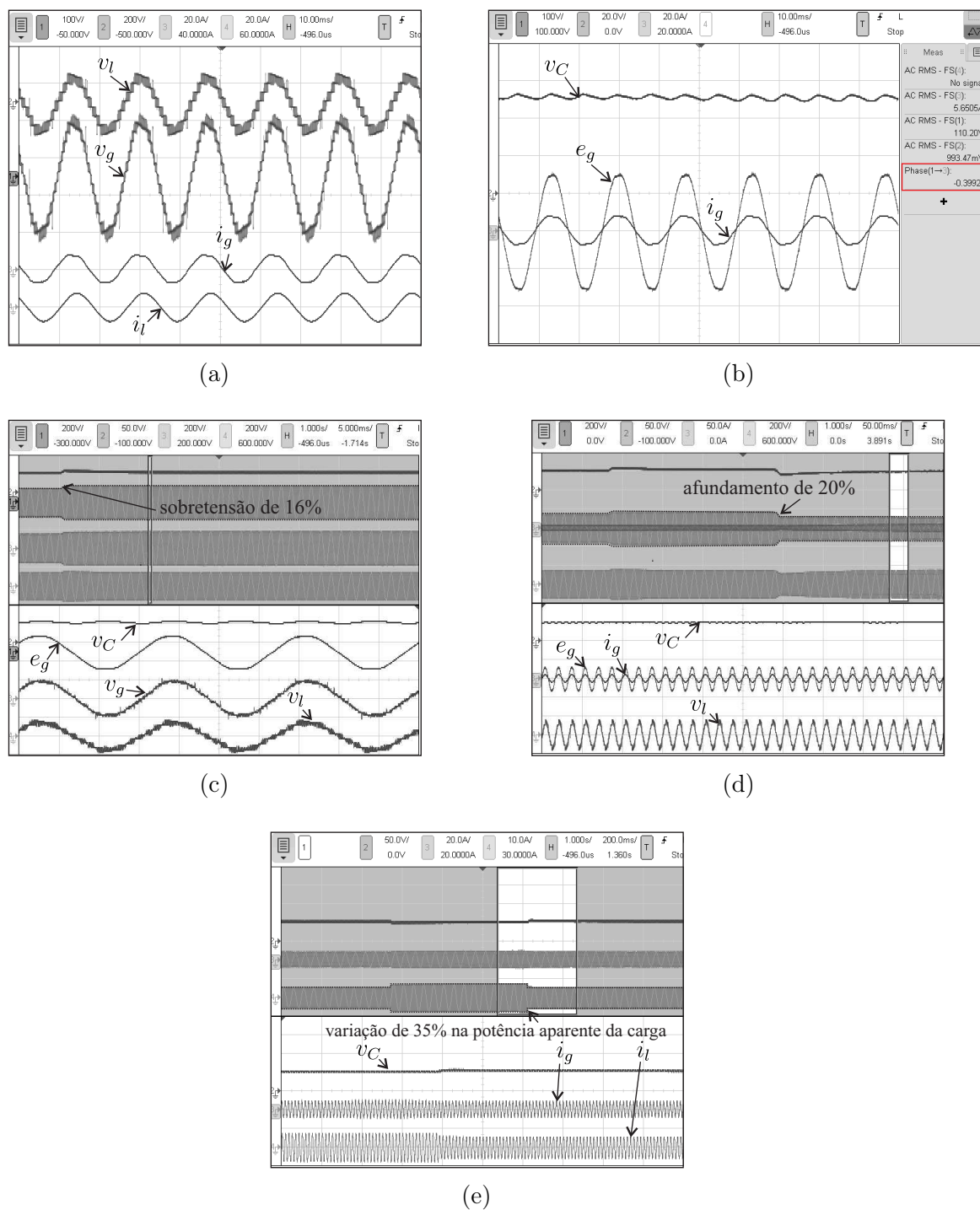


Figura 4.16: Resultados experimentais da configuração 7L2T-GH no cenário $E_g = V_l^*$ com carga RL. (a) Tensões v_g e v_l , e correntes i_g e i_l . (b) Tensão do barramento CC (v_C) controlada e corrente i_g sincronizada com a tensão da rede elétrica e_g . (c) Sobretensão de 16% na tensão da rede elétrica. (d) Afundamento de 20% na tensão da rede elétrica. (e) Transitório de carga.

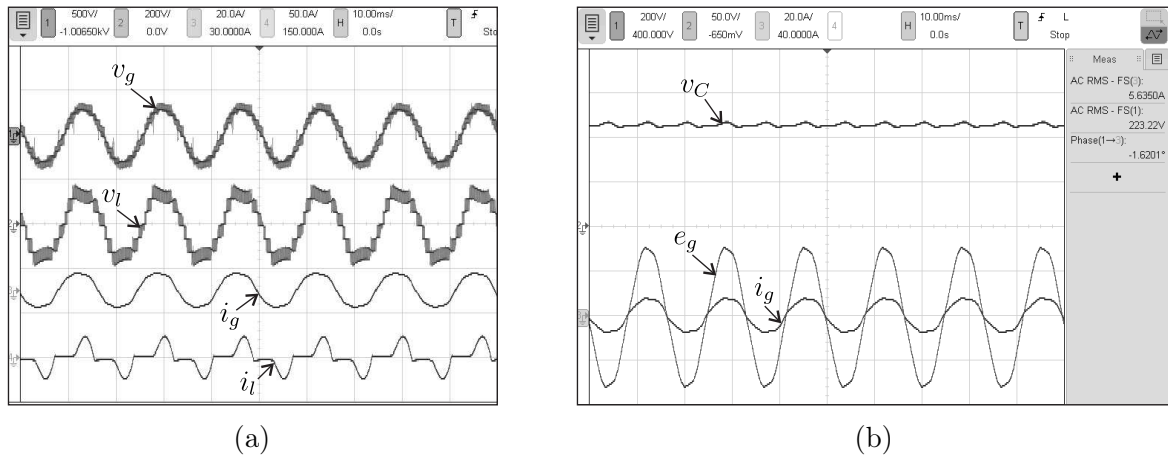


Figura 4.17: Resultados experimentais da configuração 7L2T-GH no cenário $E_g = 2V_l^*$ com carga não linear. (a) Tensões v_g e v_l , e correntes i_g e i_l . (b) Tensão do barramento CC (v_C) controlada e corrente i_g sincronizada com a tensão da rede elétrica e_g .

continuaram a ser geradas corretamente pela estratégia SV-PWM. A Figura 4.18(e) mostra a operação do sistema quando a potência aparente da carga varia de $S_l = 600$ VA para $S_l = 360$ VA (transitório de 40% da carga). Após o transitório de carga, pode-se notar que v_C retornou ao seu valor de referência, assim como i_g e e_g permaneceram em fase.

Os resultados da configuração 7L2T-HL alimentando uma carga não linear neste mesmo cenário de tensão são mostrados na Figura 4.19. A Figura 4.19(a), mostram que as tensões v_g e v_l foram sintetizadas corretamente pelo conversor usando a estratégia SV-PWM. A Figura 4.19(b) mostra as variáveis do sistema controladas adequadamente. Nas Figuras 4.19(c) e Figura 4.19(d), são apresentados o espectro das correntes i_g e i_l , respectivamente. Observa-se que, apesar da corrente na carga possuir alto conteúdo harmônico ($THD_{i_l} = 78,63\%$) e baixo fator de potência, a corrente i_g apresenta baixo conteúdo harmônico ($THD_{i_g} = 4,71\%$) e alto fator de potência.

4.7 Conclusões

Nesta seção, foram propostas e investigadas três topologias de conversores multiníveis CA-CC-CA monofásicos que podem ser utilizadas em sistemas de conversão e compensação de energia elétrica. Esses conversores podem ser aplicados em sistemas como UPSs e UPQCs. As novas estruturas são constituídas por módulos de conversores 3L e HB conecta-

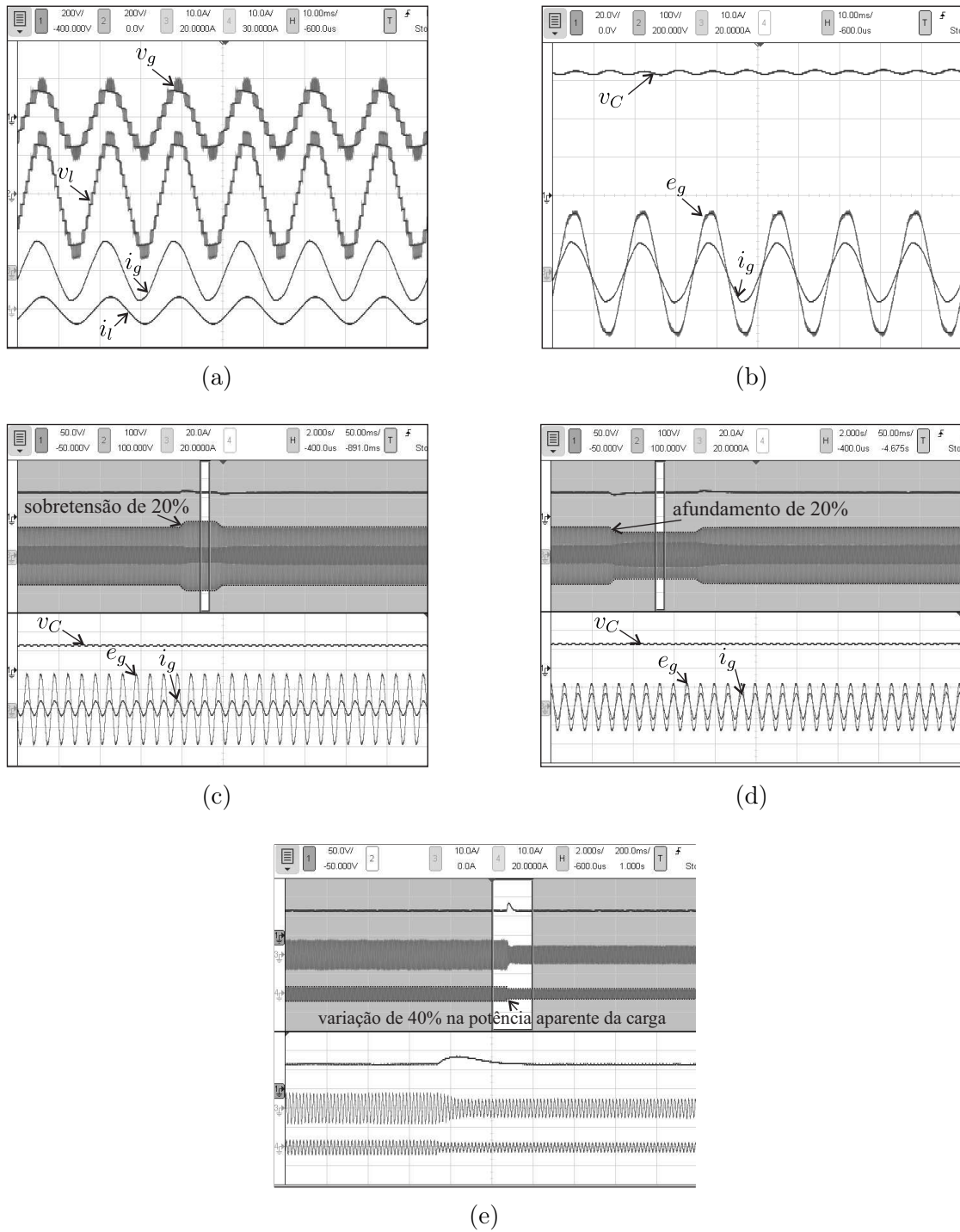


Figura 4.18: Resultados experimentais da configuração 7L2T-HL no cenário $E_g = V_l^*/2$ com carga RL. (a) Tensões v_g e v_l , e correntes i_g e i_l . (b) Tensão do barramento CC (v_C) controlada e corrente i_g sincronizada com a tensão da rede elétrica e_g . (c) Sobretensão de 16% na tensão da rede elétrica. (d) Afundamento de 20% na tensão da rede elétrica. (e) Transitório de carga.

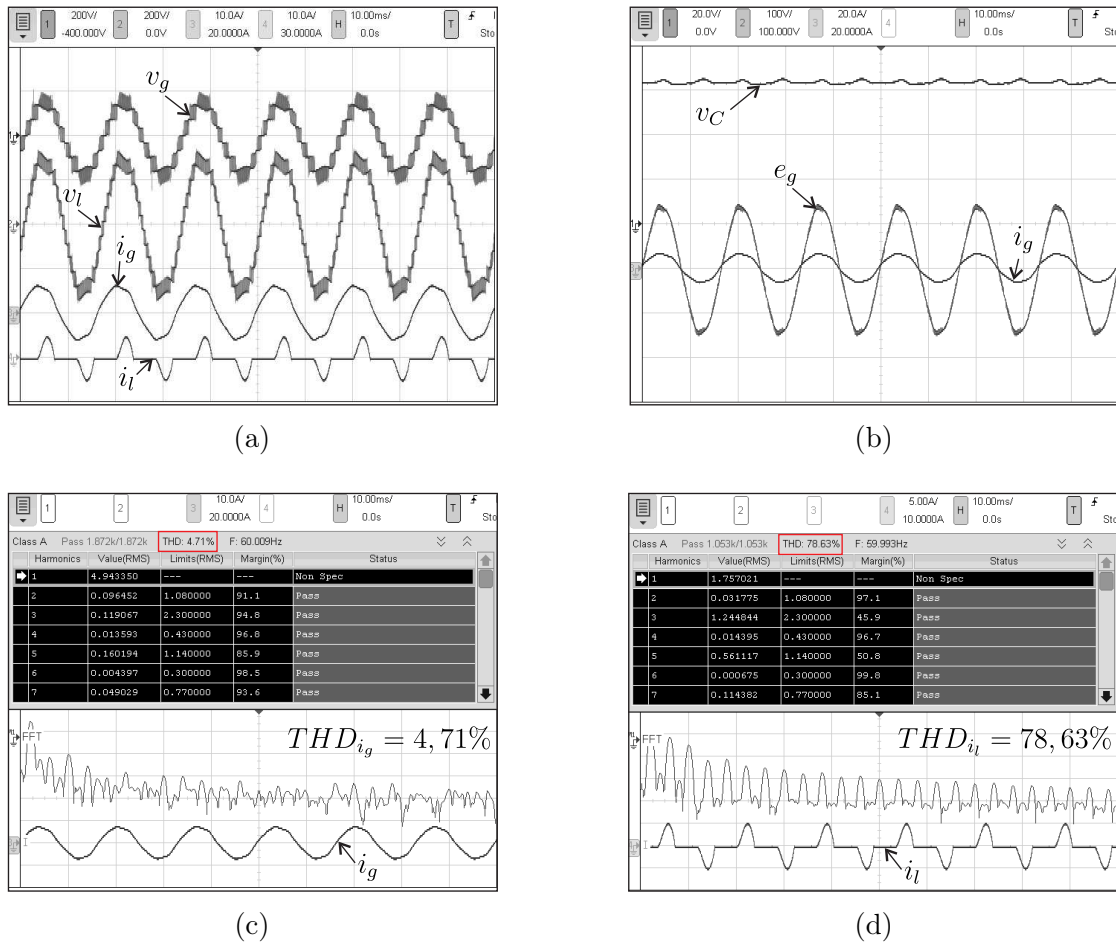


Figura 4.19: Resultados experimentais da configuração 7L2T-HL no cenário $E_g = V_l^*/2$ com carga não linear. (a) Tensões v_g e v_l , e correntes i_g e i_l . (b) Tensão do barramento CC (v_C) controlada e corrente i_g sincronizada com a tensão da rede elétrica e_g . (c) Espectro de i_g ($THD_{i_g} = 4,71\%$). (d) Espectro de i_l ($THD_{i_l} = 78,63\%$).

dos em série por meio de transformadores de baixa frequência. Os conversores compartilham o mesmo barramento CC. As topologias foram denominadas configurações 7L2T-GL, 7L2T-GH e 7L2T-HL. Para cada uma dessas estruturas foram descritos o modelo do sistema, a especificação dos parâmetros, os possíveis cenários de aplicação, a estratégia de PWM e o sistema de controle. Foram apresentadas análises comparativas das configurações convencionais e propostas em três cenários de operação: $E_g = V_l^*$ (cenário *i*), $E_g = V_l^*/2$ (cenário *ii*) e $E_g = 2V_l^*$ (cenário *iii*). O melhor desempenho em termos de distorção harmônica nos cenários *i* e *iii* foi obtido pela configuração proposta 7L2T-GH. No cenário *ii*, foi a configuração proposta 7L2T-HL que obteve as menores distorções harmônicas nas tensões e correntes processadas. Em todos os cenários analisados, as topologias propostas obtive-

ram melhor desempenho em termos de distorção harmônica em comparação com a topologia convencional 4LT. Em termos de classificação dos dispositivos semicondutores, dentre as topologias com sete braços, a configuração 7L2T-GL foi a que apresentou menor classificação de corrente dos dispositivos nos cenários *i* e *ii*. No cenário *iii*, foi a configuração 7L2T-GH que apresentou a menor classificação de corrente nos dispositivos. As topologias 7L2T-GH e 7L2T-HL apresentaram a menor classificação de tensão nos dispositivos semicondutores e suas chaves operaram com baixa frequência média de chaveamento. Em termos de perdas nos dispositivos semicondutores, em todos os cenários analisados, as topologias propostas apresentaram menores perdas por chaveamento em comparação com a topologia convencional 4LT. Por outro lado, essa topologia apresentou menores perdas por condução em todos os casos analisados. Em comparação com a configuração 6LT, as topologias propostas 6L-2T e 7L2T-GL apresentaram menores perdas por condução e as topologias propostas 7L2T-GH e 6L-TF apresentaram menores perdas por chaveamento no cenário *i*. No cenário *ii*, as topologias propostas 6L-2T, 6L-TF e 7L2T-GL apresentaram menores perdas por condução e as topologias propostas 7L2T-HL e 6L-TF apresentaram menores perdas por chaveamento. No cenário *iii*, todas topologias propostas apresentaram maiores perdas por condução em comparação com as topologias convencionais 4LT e 6LT, no entanto, as topologias propostas 7L2T-GH e 7L2T-GL apresentaram menores perdas por chaveamento. Avaliando as perdas totais nos semicondutores, as seguintes conclusões foram obtidas:

- No cenário *i*, todas as topologias propostas mostraram-se mais vantajosas do que a topologia convencional 4LT, quando os sistemas operam com baixa corrente. Nessa condição, as topologias 7L2T-GH e 6L-2T mostraram-se mais vantajosas do que a topologia convencional 6LT. Quando os sistemas operam com alta corrente, a topologia 4LT mostrou-se mais vantajosa que as demais topologias. Nesse caso, as topologias propostas 6L-2T e 7L2T-GL obtiveram menores perdas totais que a topologia convencional 6LT;
- No cenário *ii*, todas as topologias propostas também mostraram-se mais vantajosas do que a topologia convencional 4LT, quando os sistemas operam com baixa corrente. Nessa condição, as topologias propostas 6L-TF e 6L-2T mostraram-se mais vantajosas do que a topologia 6LT. Quando os sistemas operam com alta corrente, as topologias propostas 6L-2T e 6L-TF mostraram-se mais vantajosas que a topologia convencional

4LT, e essas mesmas topologias e a topologia 7L2T-GL mostrou-se mais vantajosa que a topologia convencional 6LT;

- No cenário *iii*, a topologia convencional 6LT mostrou-se mais vantajosa que as demais topologias quando os sistemas operam com baixa e com alta corrente. A topologia que mais se aproximou das perdas da topologia 6LT neste cenário foi a topologia proposta 6L-2T, que possui uma estratégia de PWM e controle mais simples e, portanto, é uma alternativa competitiva em relação a configuração 6LT nesse cenário. Quando os sistemas operam com baixa corrente, as topologias 6L-2T, 7L2T-GH e 7L2T-GL são mais vantajosas que a topologia convencional 4LT.

Para validar os sistemas propostos neste capítulo foram apresentados resultados experimentais que demonstraram a operação dos conversores em regime permanente e em estado transitório, com sobretensão e afundamento na tensão da rede elétrica, e variação de carga. Foram apresentados resultados com cargas RL e não lineares. Em todos os casos testados, as topologias propostas operaram adequadamente e apresentaram desempenho satisfatório e correspondente aos estudos teóricos apresentados.

5

Conversores CC-CA Monofásicos Baseados em Transformadores em Cascata

5.1 Introdução

Os inversores multiníveis baseados em conversores em cascata utilizando transformadores (CMTIs) têm se tornado uma alternativa atrativa em sistemas de conversão de energia elétrica, uma vez que exigem sistemas de controle mais simples e possibilitam a síntese de tensões com baixa distorção harmônica a partir da seleção adequada das relações de espiras dos transformadores (Singh et al., 2018; Jahan et al., 2017; Jahan et al., 2018; Mélo e Jacobina, 2017). Em adição, as configurações CMTIs aumentam a confiabilidade do sistema porque, geralmente, possuem uma quantidade reduzida de barramentos CC e capacitores associados, que são mais propensos a falhas do que transformadores (Wang e Blaabjerg, 2014; Wang et al., 2020). Em Kang et al. (2005), é proposto um conversor CHB utilizando transformadores em cascata com um único barramento CC, denominado configuração CMTI-CHB. Em comparação com o conversor CHB convencional, essa configuração demanda estratégias de modulação PWM e de controle da tensão no barramento CC mais simples e possibilita o aumento no número de níveis da tensão gerada por meio da seleção adequada das relações de espiras dos transformadores, sem gerar qualquer problema ao sistema de controle (Kang et al., 2005; Mélo e Jacobina, 2017). Em Mélo e Jacobina (2017),

foi proposto um conversor CTMI monofásico com braço compartilhado e um único barramento CC. Esse conversor é denominado configuração CTMI-SL. Comparado à topologia convencional CMTI-CHB, a configuração CTMI-SL gerou mais níveis de tensão por braço, porém usando maior número de transformadores. Essa configuração também apresentou menores perdas nos dispositivos semicondutores e nos transformadores.

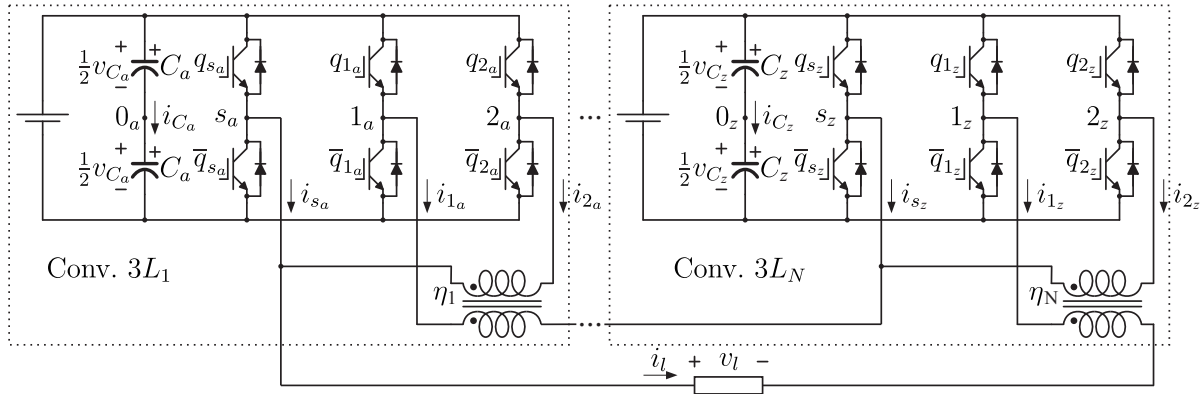


Figura 5.1: Configuração modular convencional $MCSL-N_{link}D-N_lL$.

Configurações multiníveis com transformadores em cascata e com mais de um uma barramento capacitivo têm sido propostas como alternativa às configurações CMTIs com apenas um barramento CC. Essas topologias podem propiciar a sintetização de tensões com maior número de níveis, utilizando uma menor quantidade de transformadores e chaves de potência. O inversor multinível denominado configuração $MCSL-N_{link}D-N_{leg}L$ (*Modular Cascaded Shared Leg N_{link} Dc links N_{leg} Legs*) foi proposto e generalizado em Ashraf Gandomi et al. (2019), considerando as condições de operação simétrica e assimétrica. N_{link} é o número de barramentos capacitivos e N_{leg} é a quantidade de braços do conversor. Na condição de operação simétrica, os conversores operam com a mesma tensão nos barramentos CC e com as mesmas relações de espiras nos transformadores. Dessa forma, é possível gerar a máxima tensão de saída com o menor número de módulos de conversores em cascata. Essa solução torna-se interessante, principalmente, quando fontes CC isoladas estão naturalmente disponíveis, como em sistemas de energia renovável (Ashraf Gandomi et al., 2019). Em comparação com a configuração convencional CMTI-CHB, no caso simétrico, a topologia $MCSL-N_{link}D-N_{leg}L$ proporciona um aumento significativo no número de níveis da tensão gerada, usando uma quantidade reduzida de transformadores e dispositivos semicondutores.

Em de Freitas et al. (2018), são propostas três configurações multiníveis monofásicas

com duas fontes CC baseadas em transformadores conectados em cascata. Essas estruturas são formadas por cinco e oito braços, com braços compartilhados entre os transformadores. Os conversores são avaliados na condição de operação simétrica e isolada. Essas configurações foram comparadas às topologias CMTI-CHB e CTMI-SL. Elas apresentaram menor distorção harmônica e menores perdas nos dispositivos semicondutores. Neste capítulo, a partir das configurações propostas em de Freitas et al. (2018), são estudadas três famílias de conversores multiníveis baseados em transformadores em cascata com dois barramentos CC. Essas configurações são propostas e analisadas na condição simétrica e não isolada. Quando a isolação entre o conversor e a carga não é necessária, um dos transformadores das configurações discutidas em de Freitas et al. (2018) pode ser removido. Nessa condição de operação, constatou-se que essas topologias podem gerar mais níveis de tensão utilizando um transformador a menos, e que os demais transformadores processam um percentual menor da potência de saída, possibilitando a redução do tamanho deles.

As configurações estudadas nesse capítulo são baseadas na conexão de módulos de conversores formados por N_{leg} braços de dois níveis e $N_{leg} - 1$ ou $N_{leg} - 2$ transformadores de baixa frequência conectados ao conversor básico mostrado na Figura 5.2(a), formado por duas meias pontes conectadas a barramentos CC independentes. Três tipos de módulos de conversores são propostos: módulo U_n , mostrado na Figura 5.2(b), formado por três braços e um transformador; módulo V_n , mostrado na Figura 5.2(c), formado por quatro braços e três transformadores; e, módulo W_n , mostrado na Figura 5.2(d), formado por seis braços e quatro transformadores. As topologias desenvolvidas a partir da conexão dos módulos U_n , V_n e W_n com o conversor básico são denominadas configurações CSL-2D- $N_{leg}LN_{cell}M$ (*Cascaded Shared Leg Two Dc links N_{leg} Legs N_{cell} M* , onde $M = U, V$ ou W). São apresentados os modelos generalizados dos sistemas, o cálculo dos parâmetros de modo a maximizar o número de níveis da tensão gerada no caso simétrico e não isolado, e uma estratégia de PWM unidimensional na qual os estados de chaveamento são selecionados de modo a reduzir a frequência média de chaveamento dos dispositivos semicondutores. Os conversores CSLs e MCSLs são comparados em termos de distorções harmônicas, classificação das chaves de potência, perdas e estresses nos dispositivos semicondutores, e potência nos transformadores. Resultados experimentais são apresentados para validar a operação das configurações CSLs propostas e a estratégia de PWM discutida. Os estudos e resultados apresentados neste

capítulo foram publicados em Lacerda et al. (2021).

5.2 Modelo do Sistema

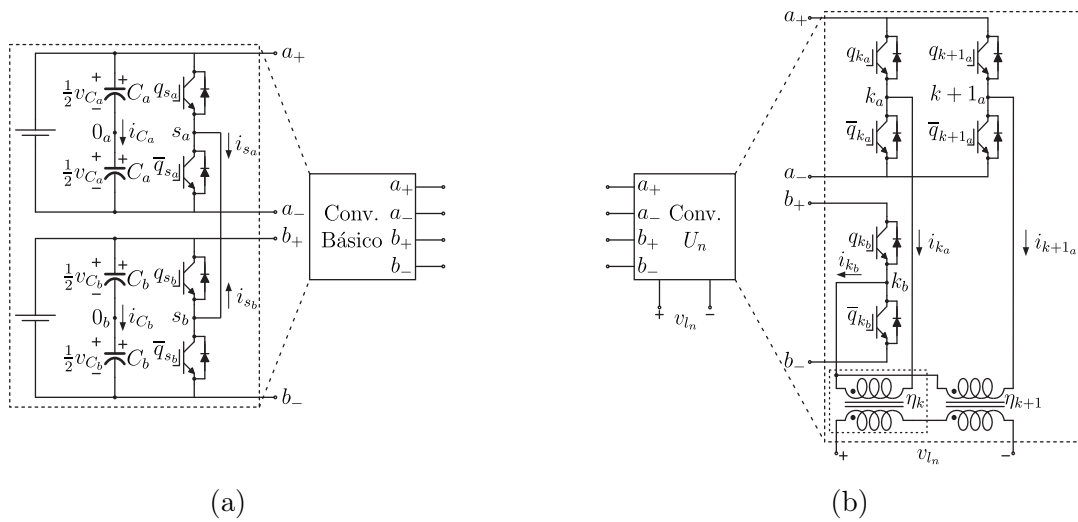
As configurações propostas são formadas por dois conversores (a e b , com barramentos CC independentes) conectados em série. Os conversores a e b são construídos a partir da conexão do módulo básico mostrado na Figura 5.2(a) com os módulos propostos: módulo U_n , mostrado na Figura 5.2(b); módulo V_n , mostrado na Figura 5.2(c); e, módulo W_n , mostrado na Figura 5.2(d). O número de braços dos conversores a e b são representados por N_{leg_a} e N_{leg_b} , respectivamente, sendo $N_{leg} = N_{leg_a} + N_{leg_b}$ o número total de braços das estruturas resultantes propostas. As relações de espiras dos transformadores são representadas por η_k , onde $k = 1, 2, \dots, N_{trf}$ e N_{trf} representa o número total de transformadores.

As configurações propostas utilizam dois barramentos CC para suprir a carga com tensão e corrente representadas por v_l e i_l , respectivamente. Considere que q_{k_t} representa o estado binário da chave superior do braço k_t (os estados das chaves superiores e inferiores de cada braço são complementares), onde $t = a, b$ e $k = s$ (braços compartilhados do módulo básico), $k = 1, 2, \dots, N_{leg_a}$ (braços dos módulos U_n , V_n ou W_n conectados ao barramento a) ou $k = 1, 2, \dots, N_{leg_b}$ (braços dos módulos U_n , V_n ou W_n conectados ao barramento b). Quando $q_{k_t} = 1$, a chave está fechada. Quando $q_{k_t} = 0$, a chave está aberta. As tensões de polo podem ser calculadas por $v_{k_t 0_t} = (2q_{k_t} - 1) \frac{v_{C_t}}{2}$, onde a tensão de polo $v_{k_t 0_t}$ é a tensão entre os pontos k_t e o centro do barramento CC (ponto 0_t), e v_{C_t} é a tensão do barramento CC do conversor t .

A partir do diagrama esquemático generalizado dos sistemas propostos mostrado na Figura 5.3, a tensão sintetizada na saída (v_l) pelos conversores pode ser expressa como

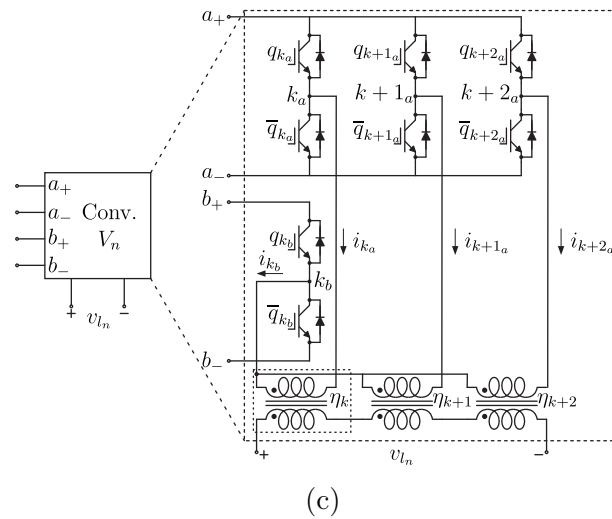
$$v_l = v_{l_1} + v_{l_2} + \dots + v_{l_{N_{cell}}} \quad (5.1)$$

onde $v_{l_1}, v_{l_2}, \dots, v_{l_{N_{cell}}}$ representam as tensões de saída dos módulos $M_1, M_2, \dots, M_{N_{cell}}$ conectados ao módulo básico, onde $M = U, V, W$ e N_{cell} representa o número total de módulos U_n, V_n ou W_n . Essas tensões podem ser descritas em função das tensões de polo e das relações de espiras dos transformadores. Considere que $v_{l_n} = v_{l_{a_n}} - v_{l_{b_n}}$ e n representa o n -ésimo módulo conectado a célula básica. As tensões $v_{l_{a_n}}$ e $v_{l_{b_n}}$ podem ser expressas de

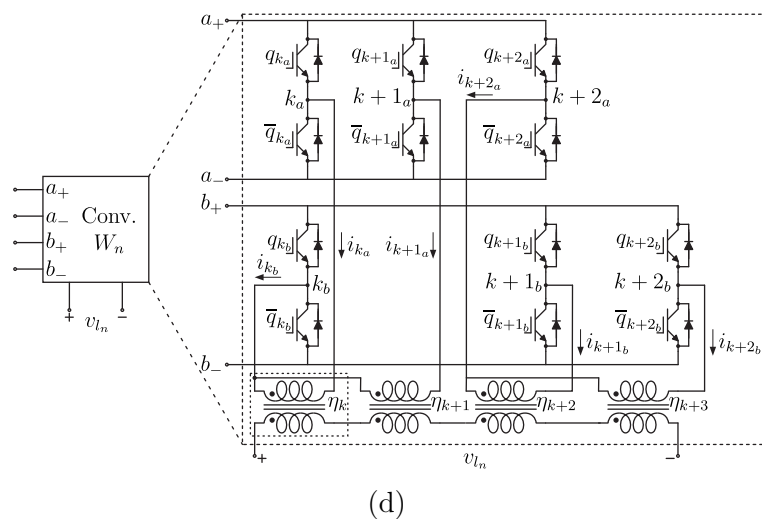


(a)

(b)



(c)



(d)

Figura 5.2: Módulos de conversores que formam as configurações propostas CSL-2D- $N_{leg}LN_{cell}M$. (a) Módulo básico. (b) Módulo U_n . (c) Módulo V_n . (d) Módulo W_n .

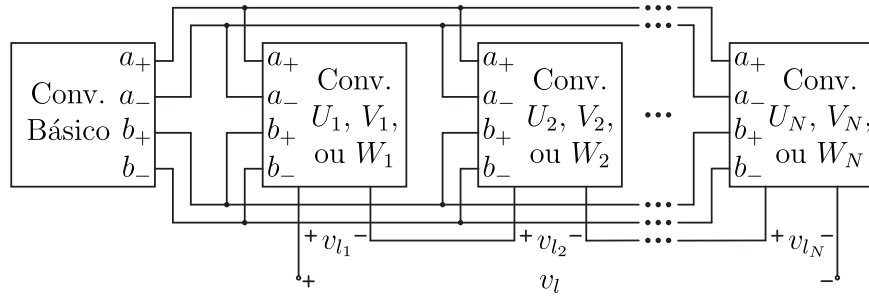


Figura 5.3: Diagrama generalizado para as configurações propostas CSL-2D- $N_{leg}LN_{cell}M$.

maneira generalizada para cada um dos módulos propostos conforme as expressões deduzidas a seguir.

5.2.1 Módulos U_n e V_n

Os módulos U_n são constituídos por três braços de dois níveis e dois transformadores, como ilustrado na Figura 5.2(b). Dois braços são conectados ao barramento a e o outro braço é conectado ao barramento b . Os braços são conectados ao primário dos transformadores, cujos secundários estão conectados em cascata fornecendo tensão multinível à carga. Os módulos V_n são formados por quatro braços de dois níveis e três transformadores, como mostrado na Figura 5.2(c). Três braços são conectados ao barramento a e um braço é conectado ao barramento b . Do mesmo modo, os braços dos módulos são conectados ao primário dos transformadores, cujos secundários estão conectados em cascata para gerar a tensão multinível fornecida à carga. As configurações multiníveis resultantes são obtidas conectando-se N_{cell} módulos U_n ou V_n ao conversor básico mostrado na Figura 5.2(a). Nesse caso, aplicando-se a lei de Kirchhoff das tensões ao circuito resultante, as tensões $v_{l_{an}}$ e $v_{l_{bn}}$, que definem as tensões de saída v_{l_n} dos módulos U_n ou V_n , são escritas do seguinte modo:

$$v_{l_{an}} = \sum_{k=m}^K \eta_k v_{s_a 0_a} - \sum_{k=m}^K \eta_k v_{k_a 0_a} \quad (5.2)$$

$$v_{l_{bn}} = \sum_{k=m}^K \eta_k v_{s_b 0_b} - \sum_{k=m}^K \eta_k v_{n_b 0_b} \quad (5.3)$$

onde, para os módulos U_n , $m = 2n - 1$ e $K = 2n$, e para os módulos V_n , $m = 3n - 2$ e $K = 3n$.

Aplicando-se a lei de Kirchhoff das correntes, as correntes nos braços das configurações

resultantes podem ser definidas como

$$i_{s_a} = \sum_{n=1}^{N_{cell}} \left(\sum_{k=m}^K \eta_k i_l \right) \quad (5.4)$$

$$i_{s_b} = -i_{s_a} \quad (5.5)$$

$$i_{k_a} = -\eta_k i_l \quad (5.6)$$

$$i_{k_b} = \sum_{k=m}^K \eta_k i_l \quad (5.7)$$

5.2.2 Módulo W_n

Os módulos W_n são formados por seis braços de dois níveis e quatro transformadores, como ilustrado na Figura 5.2(d). Três braços são conectados ao barramento a e três braços são conectados ao barramento b . Os braços k_b são conectados ao primário dos transformadores cuja relação de espiras são η_k e η_{k+1} , e os braços $k + 2_a$ são conectados ao primário dos transformadores cuja relação de espiras são representadas por η_{k+2} e η_{k+3} . Aplicando-se a lei de Kirchhoff das tensões, $v_{l_{a_n}}$ e $v_{l_{b_n}}$, que definem a tensão de saída v_{l_n} dos módulos W_n conectados ao conversor básico, são escritas como

$$v_{l_{a_n}} = \sum_{k=m}^{K-2} \eta_k v_{s_a 0_a} - \sum_{k=K-1}^K \eta_k v_{s_a 0_a} - \sum_{k=m}^{K-2} \eta_k v_{(1-n+k)_a 0_a} + \sum_{k=K-1}^K \eta_k v_{(3n)_a 0_a} \quad (5.8)$$

$$v_{l_{b_n}} = \sum_{k=m}^{K-2} \eta_k v_{s_b 0_b} - \sum_{k=K-1}^K \eta_k v_{s_b 0_b} - \sum_{k=m}^{K-2} \eta_k v_{(3n-2)_b 0_b} + \sum_{k=K-1}^K \eta_k v_{(k-n)_b 0_b} \quad (5.9)$$

onde $m = 4n - 3$ e $K = 4n$.

Para os conversores resultantes formados a partir dos módulos W_n , as correntes nos respectivos braços podem ser determinadas a partir de

$$i_{s_a} = \sum_{n=1}^{N_{cell}} \left(\sum_{k=m}^{K-2} \eta_k i_l - \sum_{k=K-1}^K \eta_k i_l \right) \quad (5.10)$$

$$i_{s_b} = -i_{s_a} \quad (5.11)$$

$$i_{k_a} = \begin{cases} -\eta_{(1-n+k)} i_l & \text{if } k \leq K - 2 \\ \sum_{k=K-1}^K \eta_k i_l & \text{if } k > K - 2 \end{cases} \quad (5.12)$$

$$i_{k_b} = \begin{cases} \sum_{k=m}^{K-2} \eta_k i_l & \text{if } k \leq K - 2 \\ -\eta_{(k-n)} i_l & \text{if } k > K - 2 \end{cases} \quad (5.13)$$

5.3 Cálculo dos Parâmetros

A relação de espiras dos transformadores e a tensão dos barramentos CC dos conversores a e b estão associadas a várias características dos conversores propostos. Neste trabalho, os parâmetros η_k e v_{C_a}/v_{C_b} são calculados de forma que as estruturas propostas correspondam a conversores multiníveis simétricos, ou seja, as tensões dos barramentos CC possuem o mesmo valor ($v_{C_a} = v_{C_b} = v_C$) e a relação de espiras dos transformadores são iguais. Nessa condição, esses parâmetros foram determinadas de modo a maximizar o número de níveis igualmente espaçados da tensão multinível sintetizada. Além disso, considerou-se a operação dos conversores propostos na condição não isolada. Nesse caso, um transformador pode ser removido do primeiro módulo U_n , V_n ou W_n conectado ao módulo básico. Isso equivale a fazer $\eta_1 = 1$ nas equações apresentadas na Seção 5.2. Comparada com a operação simétrica e isolada discutida em de Freitas et al. (2018), as topologias propostas podem sintetizar tensões com maior número de níveis e menor distorção harmônica quando operam na condição simétrica e não isolada, utilizando menor número de transformadores. Isso ocorre porque, na operação simétrica e isolada, os níveis das tensões multiníveis no secundário dos transformadores possuem a mesma amplitude, ao passo que, na operação não isolada, os níveis de tensão da tensão multinível v_{l_1} diferem em amplitude dos níveis de tensão sintetizados no secundário dos transformadores, possibilitando um maior número de combinações das tensões v_{l_n} e, conseqüentemente, a sintetização de um maior número de níveis igualmente espaçados.

A Tabela 5.1 apresenta o número de braços (N_{leg}) e o número de transformadores (N_{trf}) das topologias propostas de acordo com o número de módulos de conversores U_n , V_n ou W_n (N_{cell}) que são conectados ao conversor básico. A relação de espiras dos transformadores (η_k), a tensão dos barramentos CC (v_C) e o máximo número de níveis de tensão igualmente espaçados da tensão multinível (N_{lvl}) sintetizada pelas configurações propostas operando na condição simétrica e não isolada podem ser expressas em função do parâmetro N_{trf} .

Considere que $V_{l_{max}}$ representa a amplitude máxima da tensão gerada v_l . Assumindo que $v_{C_a} = v_{C_b} = v_C$, $\eta_1 = 1$ (operação não isolada) e $\eta_2 = \eta_3 = \dots = \eta_n = \eta$, a partir de (5.1)-(5.3) e (5.8)-(5.9), a tensão do barramento CC dos conversores a e b é dada por

$$v_C = \frac{V_{l_{max}}}{2 + \beta\eta} \quad (5.14)$$

Tabela 5.1: N_{leg} e N_{trf} das topologias propostas de acordo com o número de módulos U_n , V_n ou W_n (N_{cell}) conectados.

Topologia	N_{leg}	N_{trf}
CSL-2D- N_{leg} L N_{cell} U	$3N_{cell} + 2$	$2N_{cell} - 1$
CSL-2D- N_{leg} L N_{cell} V	$4N_{cell} + 2$	$3N_{cell} - 1$
CSL-2D- N_{leg} L N_{cell} W	$6N_{cell} + 2$	$4N_{cell} - 1$

Tabela 5.2: Cálculo dos parâmetros das topologias propostas operando na condição simétrica e não isolada: tensão do barramento CC (v_C), relação de espiras dos transformadores (η) e máximo número de níveis da tensão v_l (N_{lvl}).

Topologia	η	v_C	N_{lvl}
CSL-2D- N_{leg} L N_{cell} U	$\frac{1}{2N_{trf}}$	$\frac{V_{lmax}}{2+2N_{trf}\eta}$	$12N_{trf} + 1$
CSL-2D- N_{leg} L N_{cell} V	$\frac{1}{2N_{trf}-1}$	$\frac{V_{lmax}}{2+2N_{trf}\eta}$	$12N_{trf} - 3$
CSL-2D- N_{leg} L N_{cell} W	$\frac{1}{2N_{trf}+1}$	$\frac{V_{lmax}}{2+(N_{trf}-1)\eta}$	$10N_{trf} + 3$

onde $\beta = 2N_{trf}$, quando as topologias são constituídas pelos módulos U_n ou V_n , e $\beta = N_{trf} - 1$, quando as topologias são formadas por módulos W_n .

Para maximizar o número de níveis da tensão sintetizada na saída das topologias, a dedução de todos os possíveis níveis de tensão que podem ser gerados pelos conversores mostraram que o valor de η deve ser calculado do seguinte modo

$$\eta = \frac{1}{2N_{trf} + \lambda} \tag{5.15}$$

onde $\lambda = 0$, quando as topologias são formadas por módulos U_n ; $\lambda = -1$, quando as topologias são formadas por módulos V_n ; e $\lambda = 1$, quando as topologias são formadas por módulos W_n .

A partir dos valores de v_C e η , o máximo número de níveis gerados por v_l (N_{lvl}) é dado por

$$N_{lvl} = \frac{2V_{lmax}}{\eta v_C} + 1 \tag{5.16}$$

A Tabela 5.2 apresenta as principais características das famílias de topologias que podem ser derivadas dos modelos generalizados apresentados neste capítulo. São mostrados como os valores de v_C , η e N_{lvl} são determinados em função de N_{trf} quando essas topologias operam na condição simétrica e não isolada.

5.4 Estratégia de PWM

A estratégia de PWM utilizada para determinar os estados das chaves das configurações propostas neste capítulo é denominada técnica de modulação unidimensional. Nessa estratégia, v_l^* representa a tensão de referência da carga a ser gerada pelo conversor e T representa o período de amostragem. A tensão de referência deve ser sintetizada pelos dois níveis de tensão mais próximos denominados V_y e V_z , tal que $V_y \leq v_l^* \leq V_z$, para reduzir a distorção harmônica das tensões geradas. Portanto, pode-se escrever que

$$v_l^* = \frac{t_y}{T}V_y + \frac{t_z}{T}V_z \quad (5.17)$$

$$T = t_y + t_z \quad (5.18)$$

onde t_y e t_z são os tempos de aplicação dos níveis de tensão V_y e V_z , respectivamente.

Considere que $V_{n_a, n_b}^{n_l}$ representa um nível de tensão sintetizado por v_l , onde n_a e n_b são números binários que representam os estados das chaves dos conversores a e b , respectivamente, convertidos para números decimais, e $n_l = \{1, 2, \dots, N_{lvl}\}$. Então, para definir o valor de cada nível de tensão, deve-se considerar que a tensão de referência v_l^* é limitada no intervalo $-V_{lmax} \leq v_l^* \leq V_{lmax}$, onde $-V_{lmax}$ e V_{lmax} são, respectivamente, o menor e o maior nível dentre os N_{lvl} níveis possíveis. Assim, assumindo que os níveis de tensão $V_{n_a, n_b}^{n_l}$ são nomeados do maior para o menor, de modo que $V_{n_a, n_b}^1 > V_{n_a, n_b}^2 > \dots > V_{n_a, n_b}^{N_{lvl}}$, os níveis de tensão $V_{n_a, n_b}^{n_l}$ podem ser calculados do seguinte modo:

$$V_{n_a, n_b}^{n_l} = -V_{lmax} + (N_{lvl} - n_l)\Delta V_{lvl} \quad (5.19)$$

onde $\Delta V_{lvl} = \eta v_C$ é a diferença de tensão entre os dois níveis mais próximos, isto é, $\Delta V_{lvl} = V_{n_a, n_b}^n - V_{n_a, n_b}^{n+1}$.

Para ilustrar a implementação da técnica de PWM discutida, considere uma configuração derivada dos modelos generalizados descritos formada a partir da conexão do módulo básico mostrado na Figura 5.2(a) com um módulo V_n mostrado na Figura 5.2(c), denominada configuração CSL-2D-6L1V (Conv. Básico + um Conv. V_n). A Tabela 5.3 mostra os níveis positivos de tensão gerados por essa configuração. Nesse caso, a partir de (5.14)-(5.16), são obtidos $v_C = 3V_{lmax}/10$, $\eta = 1/3$, $N_{lvl} = 21$ e $\Delta V_{lvl} = V_{lmax}/10$. Os estados binários das chaves que geram cada nível de tensão correspondem aos índices n_a e n_b , convertidos

Tabela 5.3: Níveis de tensão positivos gerados pela configuração CSL-2D-6L1V.

Nível	lvl_1	lvl_2	lvl_3	lvl_4	lvl_5	lvl_6	lvl_7	lvl_8	lvl_9	lvl_{10}	lvl_{11}
$V_{n_a, n_b}^{n_l}$	$V_{1,2}^1$	$V_{5,2}^2$	$V_{7,2}^3$	$V_{9,2}^4$	$V_{13,2}^5$	$V_{15,2}^6, V_{1,3}^6$	$V_{5,3}^7$	$V_{7,3}^8$	$V_{9,3}^9$	$V_{13,3}^{10}$	$V_{15,3}^{11}, V_{0,0}^{11}$
Valor	V_{lmax}	$\frac{9V_{lmax}}{10}$	$\frac{8V_{lmax}}{10}$	$\frac{7V_{lmax}}{10}$	$\frac{6V_{lmax}}{10}$	$\frac{5V_{lmax}}{10}$	$\frac{4V_{lmax}}{10}$	$\frac{3V_{lmax}}{10}$	$\frac{2V_{lmax}}{10}$	$\frac{V_{lmax}}{10}$	0

para números decimais. Para a configuração CSL-2D-6L1V tem-se $n_a = \{q_{1_a}, q_{2_a}, q_{3_a}, q_{s_a}\}$ e $n_b = \{q_{1_b}, q_{s_b}\}$. Por exemplo, o nível de tensão $V_{13,3}^{10}$ é gerado pelas combinações de chaves $\{q_{1_a} = 1, q_{2_a} = 1, q_{3_a} = 0, q_{s_a} = 1\}$ ($n_a = 13$) e $\{q_{1_b} = 1, q_{s_b} = 1\}$ ($n_b = 3$). Apenas os níveis de tensão para $v_l \geq 0$ são apresentados na Tabela 5.3, dado que os níveis negativos são simétricos com respeito ao nível zero e podem ser obtidos a partir dos correspondentes complementares binários dos estados de chaveamento que geram os níveis positivos. Por exemplo, se $V_{13,3}^{10}$ gera $V_{lmax}/10$, $-V_{lmax}/10$ é gerado por $V_{2,0}^{12}$.

Alguns níveis de tensão podem ser gerados por mais de uma combinação de estados de chaveamento. Essas redundâncias podem ser selecionadas de modo a reduzir a frequência média de chaveamento dos dispositivos semicondutores, a fim de diminuir as perdas por chaveamento. Com esse propósito, por exemplo, para a configuração CSL-2D-6L1V, quando v_l^* está localizada entre os níveis lvl_5 e lvl_6 , os vetores de tensão utilizados para sintetizar v_l^* devem ser $V_{13,2}^5$ e $V_{15,2}^6$. Por outro lado, quando v_l^* está localizada entre os níveis lvl_6 e lvl_7 , os vetores utilizados para sintetizar v_l^* devem ser $V_{1,3}^6$ e $V_{5,3}^7$. A Tabela 5.3 mostra apenas os estados de chaveamento selecionados e utilizados na implementação da estratégia de PWM da configuração CSL-2D-6L1V de modo a reduzir a frequência média de chaveamento dos dispositivos semicondutores. Os mesmos critérios foram utilizados para selecionar os estados de chaveamento das demais topologias propostas avaliadas neste capítulo.

5.5 Comparação das Configurações CSLs e MCSLs

As configurações propostas CSLs e as topologias convencionais MCSLs são comparadas em termos do número de componentes, distorções harmônicas, classificação dos dispositivos semicondutores, perdas nos dispositivos semicondutores, temperatura de junção dos IGBTs e diodos antiparalelos, e potência dos transformadores. As comparações foram realizadas para quatro configurações CSL derivadas dos modelos generalizados propostos neste capítulo: configuração CSL-2D-5L1U, mostrada na Figura 5.4(a), formada por um módulo

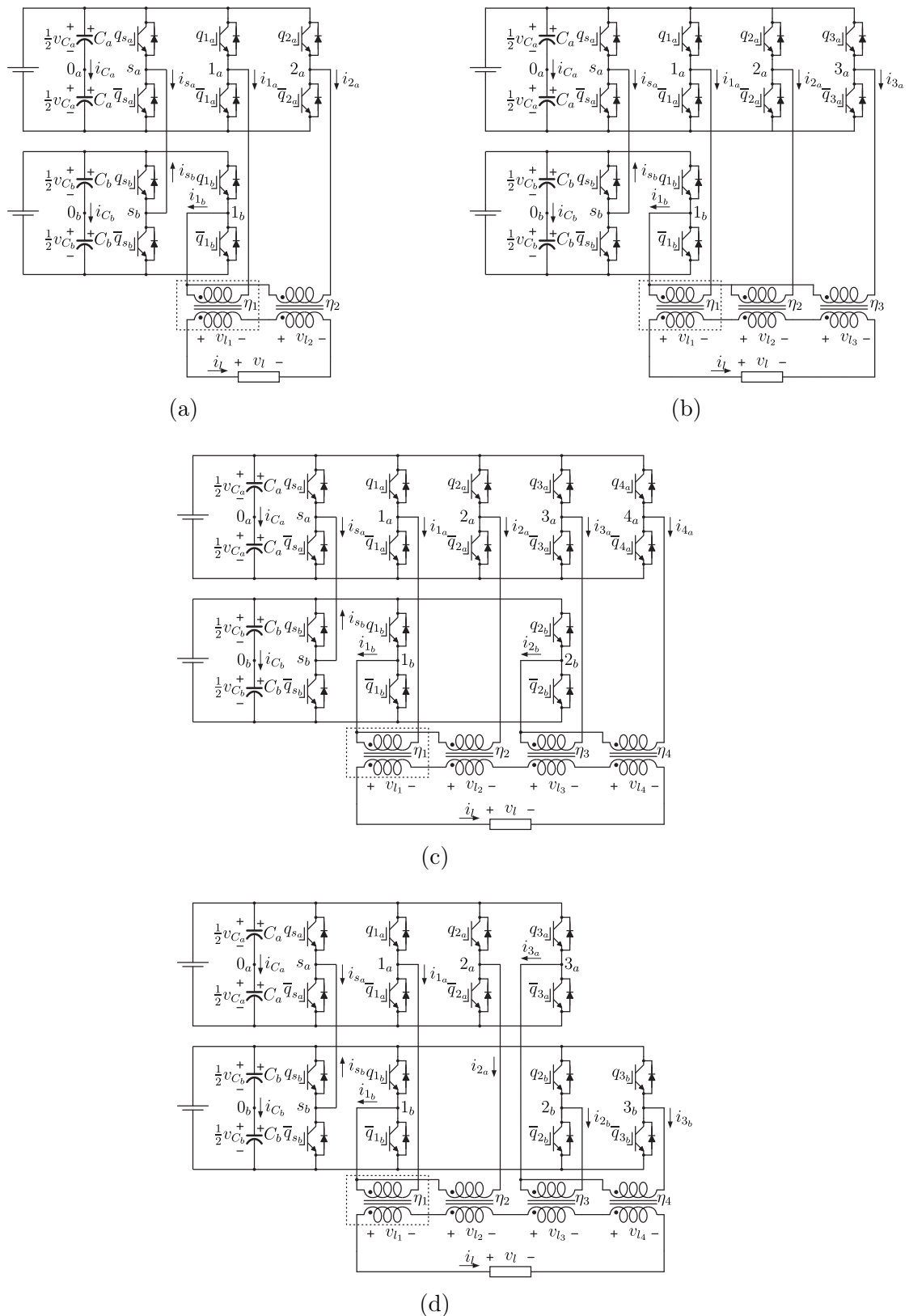


Figura 5.4: Configurações CSLs propostas e analisadas. (a) Configuração CSL-2D-5L1U. (b) Configuração CSL-2D-6L1V. (c) Configuração CSL-2D-8L2U. (d) Configuração CSL-2D-8L1W.

U_n conectado a célula básica; configuração CSL-2D-6L1V, mostrada na Figura 5.4(b), formado por um módulo V_n conectado a célula básica; configuração CSL-2D-8L2U, mostrada na Figura 5.4(c), formada por dois módulos U_n conectados a célula básica; e, configuração CSL-2D-8L1W, mostrada na Figura 5.4(d), formada por um módulo W_n conectado a célula básica. As configurações propostas CSL-2D-5L1U e CSL-2D-6L1V são comparadas diretamente com a configuração convencional MCSL-2D-6L (formada por dois módulos $3L$ e dois transformadores conectados em cascata). As configurações CSL-2D-8L2U e CSL-2D-8L1W são comparadas com a configuração convencional MCSL-3D-9L (formada por três módulos $3L$ e três transformadores conectados em cascata).

As comparações foram realizadas considerando todas as topologias operando como inversores nas mesmas condições operacionais, ou seja, com a mesma magnitude de tensão de saída, mesma frequência de amostragem ($f_s = 1/T_s$) e mesma potência. Na Tabela 5.4, são mostrados os parâmetros gerais usados nas análises. Na Tabela 5.5, são apresentados os parâmetros específicos de cada topologia avaliada. As simulações computacionais foram realizadas no software PSIM.

Tabela 5.4: Parâmetros gerais usados nas análises comparativas.

Parâmetro		Valor
Amplitude da tensão de referência na carga	V_l^*	1200 V
Índice de modulação	m_o	1
Potência da carga	P_l	8 kW
Fator de potência da carga	f_p	0,99
Frequência da carga	f_l	60 Hz
Frequência de amostragem	f_s	10 kHz

Tabela 5.5: Parâmetros específicos das topologias avaliadas: número de barramentos CC (N_{link}), número de braços (N_{leg}), número de transformadores (N_{trf}), número de níveis da tensão v_l (N_{lvl}), relação de espiras dos transformadores (η_k) e tensão nos barramentos CC (v_C).

Topologia	N_{link}	N_{leg}	N_{trf}	N_{lvl}	η_k	v_C (V)
CSL-2D-5L1U	2	5	1	13	1/2	400
CSL-2D-6L1V	2	6	2	21	1/3	360
MCSL-2D-6L	2	6	2	17	1/3	450
CSL-2D-8L2U	2	8	3	37	1/6	400
CSL-2D-8L1W	2	8	3	33	1/7	525
MCSL-3D-9L	3	9	3	31	1/4	320

5.5.1 Número de Componentes

A Figura 5.5 mostra a relação entre o número de componentes das configurações analisadas ($N_{comp} = N_{leg} + N_{trf} + N_{link}$) e o número de níveis (N_{lvl}) da tensão v_l sintetizada por esses conversores. Pode-se notar que, até certo ponto, as topologias CSLs propostas formadas a partir dos módulos U_n , V_n e W_n podem gerar mais níveis do que as topologias convencionais MCSLs, usando menor quantidade de componentes. Dentre as topologias propostas, as configurações desenvolvidas a partir dos módulos U_n e V_n são as que sintetizaram maior número de níveis utilizando menor número de componentes. Esta característica das soluções CSLs propostas resultam em estruturas com baixa distorção harmônica na tensão de saída e pode contribuir para diminuir as perdas de potência das configurações estudadas em comparação com as configurações convencionais MCSLs.

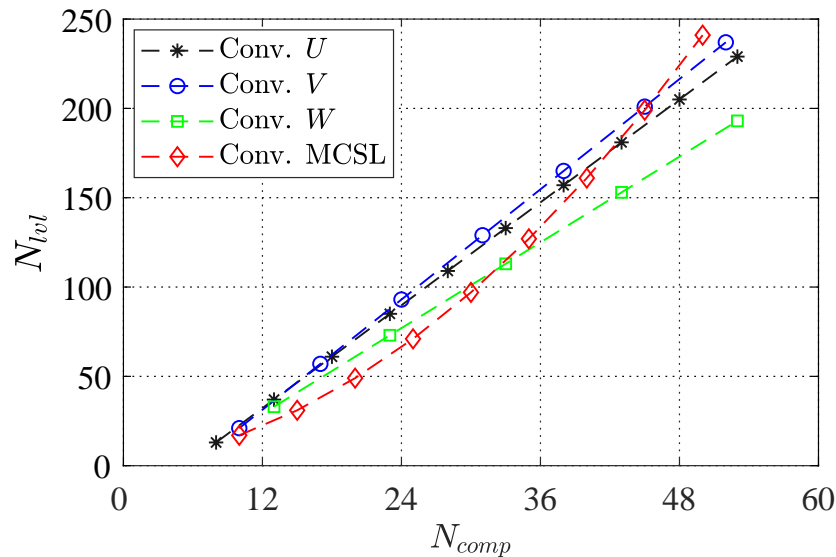


Figura 5.5: Número de níveis (N_{lvl}) em função do número de componentes (N_{comp}) das configurações estudadas.

5.5.2 Distorções Harmônicas

As distorções harmônicas das configurações estudadas são avaliadas por meio da determinação da distorção harmônica total (THD) da tensão de saída dos conversores avaliados.

Esse parâmetro é calculado do seguinte modo:

$$THD(\%) = \frac{100}{V_1} \sqrt{\sum_{h=2}^{N_h} (V_h)^2} \quad (5.20)$$

onde V_1 é amplitude da componente fundamental, V_h é a amplitude da h-ésima harmônica, e N_h é a quantidade de harmônicas considerada ($N_h = 1000$).

Na Figura 5.6, são apresentadas as tensões de saída (v_l) sintetizadas pelas configurações avaliadas. Essas formas de onda são usadas para explicar os resultados de THD apresentados na Tabela 5.6. A configuração proposta CSL-2D-5L1U apresentou a maior distorção harmônica de tensão, uma vez que gerou v_l com menor número de níveis (13 níveis), em comparação com as demais topologias. Porém, a configuração proposta com seis braços (CSL-2D-6L1V) e as configurações com oito braços (CSL-2D-8L2U e CSL-2D-8L1W) geraram tensões com maior número de níveis e com menor distorção harmônica em comparação com as configurações convencionais com seis (MCSL-2D-6L) e nove braços (MCSL-3D-9L), respectivamente. No caso da configuração CSL-2D-6L1V, uma melhor performance em termos de distorções harmônicas é obtida utilizando o mesmo número de componentes que a configuração MCSL-2D-6L. As configurações CSL-2D-8L2U e CSL-2D-8L1W, obtiveram melhores resultados de distorção harmônica utilizando um menor número de semicondutores e de barramentos CC que a configuração MCSL-3D-9L. A configuração CSL-2D-8L2U apresentou as menores distorções harmônicas dentre as topologias analisadas.

Tabela 5.6: Distorção harmônica da tensão v_l .

Topologia	THD (%)
CSL-2D-5L1U	9,46
CSL-2D-6L1V	5,83
MCSL-2D-6L	7,18
CSL-2D-8L2U	3,45
CSL-2D-8L1W	3,81
MCSL-3D-9L	4,05

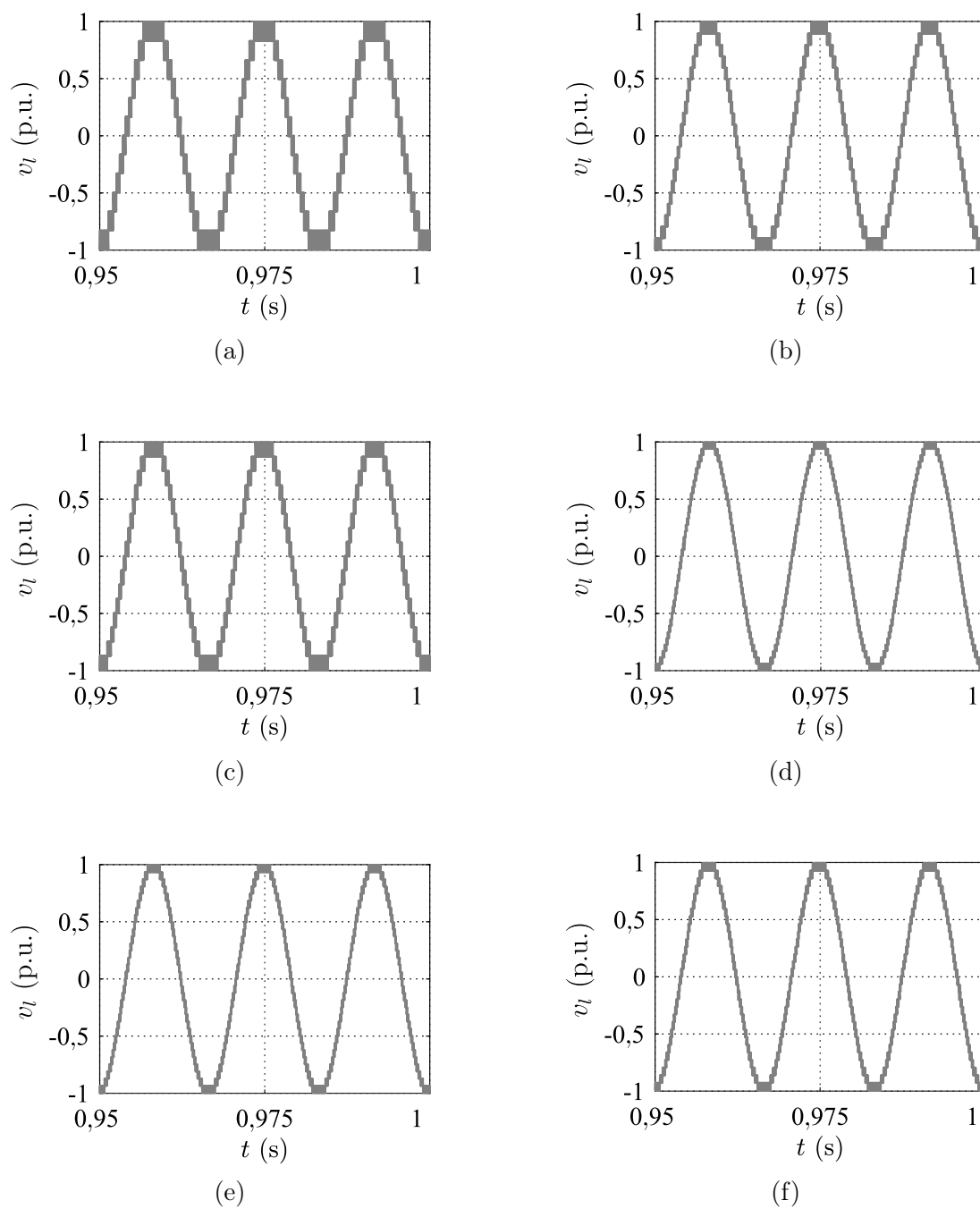


Figura 5.6: Tensão de saída gerada pelas configurações avaliadas. (a) CSL-2D-5L1U. (b) CSL-2D-6L1V. (c) MCSL-2D-6L. (d) CSL-2D-8L2U. (e) CSL-2D-8L1W. (f) MCSL-3D-9L.

5.5.3 Classificação dos Dispositivos Semicondutores

As configurações propostas processam diferentes níveis de tensão e corrente nos dispositivos semicondutores, que também operam com diferentes frequências médias de chaveamento, em cada caso. Na Tabela 5.7, são apresentadas a classificação de tensão, corrente e frequência média de chaveamento dos dispositivos semicondutores das configurações CSL-2D-5L1U, CSL-2D-6L1V e MCSL-2D-6L, nas condições de operação consideradas. Na Tabela 5.8, são mostradas a classificação de tensão, corrente e frequência média de chaveamento dos dispositivos semicondutores das configurações CSL-2D-8L2U, CSL-2D-8L1W e MCSL-3D-9L. Os valores de tensão e corrente apresentados são especificados por unidade (pu), em que os valores de base correspondem, respectivamente, a amplitude da tensão de referência da carga ($V_l = 1200$ V) e a amplitude da corrente na carga ($I_l = 13,47$ A). A frequência média de chaveamento dos dispositivos semicondutores é calculada considerando que todas as topologias operam com a mesma frequência de amostragem $f_s = 10$ kHz. Esse parâmetro é dado por

$$f_{kt} = n_{kt} f_l \quad (5.21)$$

onde n_{kt} é o número de vezes que o dispositivo é ligado e desligado durante o período fundamental da tensão na carga e f_l é a frequência da carga (60 Hz).

Comparando as configurações CSL-2D-5L1U, CSL-2D-6L1V e MCSL-2D-6L em termos da classificação de corrente, a configuração proposta CSL-2D-6L1V apresentou os maiores valores de corrente nos dispositivos semicondutores, uma vez que a corrente de entrada em três braços dessa configuração (s_a , s_b , e 1_b) é igual a 1,67 pu. Comparando as configurações CSL-2D-8L2U, CSL-2D-8L1W e MCSL-3D-9L nesse aspecto, os menores valores de corrente de entrada nos braços são encontrados na configuração CSL-2D-8L1W, na qual três braços (2_a , 2_b and 3_b) processam apenas aproximadamente 14% da corrente na carga. A configuração convencional MCSL-3D-9L apresentou um maior número de braços operando com maior corrente em comparação com as configurações propostas CSL-2D-8L2U e CSL-2D-8L1W.

Analisando a classificação de tensão dos dispositivos semicondutores das configurações estudadas, pode-se observar que todas elas operam com baixo estresse de tensão nas chaves. Comparando as configurações CSL-2D-5L1U, CSL-2D-6L1V e MCSL-2D-6L, as configurações CSL-2D-5L1U e CSL-2D-6L1V apresentaram as menores classificações de tensão,

Tabela 5.7: Classificação de corrente, tensão e frequência média de chaveamento (f_{kt}) dos dispositivos semicondutores; perdas totais ($P_{t_{kt}}$) nos braços individuais; temperatura de junção dos diodos antiparalelos ($T_{j(D_{kt})}$) e IGBTs ($T_{j(Q_{kt})}$) das configurações CSL-2D-5L1U, CSL-2D-6L1V e MCSL-2D-6L.

Topologia CSL-2D-5L1U						
Braço	s_a	1_a	2_a	s_b	1_b	
Corrente (pu)	1,50	1,00	0,50	1,50	1,50	
Tensão (pu)	0,167	0,167	0,167	0,167	0,167	
f_{kt} (kHz)	0,06	3,12	10,41	0,18	0,06	
$P_{t_{kt}}$ (W)	15,83	14,89	17,35	16,05	15,83	
$T_{j(D_{kt})}$ (°C)	85,14	86,82	87,53	85,97	85,14	
$T_{j(Q_{kt})}$ (°C)	89,94	88,60	88,90	89,48	89,94	
Topologia CSL-2D-6L1V						
Braço	s_a	1_a	2_a	3_a	s_b	1_b
Corrente (pu)	1,67	1,00	0,33	0,33	1,67	1,67
Tensão (pu)	0,15	0,15	0,15	0,15	0,15	0,15
f_{kt} (kHz)	0,66	3,42	8,07	4,86	1,56	0,66
$P_{t_{kt}}$ (W)	18,80	14,16	9,82	6,71	20,79	18,80
$T_{j(D_{kt})}$ (°C)	84,47	85,91	85,88	85,10	85,97	84,47
$T_{j(Q_{kt})}$ (°C)	90	87,71	86,40	85,94	89,89	90
Topologia MCSL-2D-6L						
Braço	s_a	1_a	2_a	s_b	1_b	2_b
Corrente (pu)	1,33	1,00	0,33	1,33	1,00	0,33
Tensão (pu)	0,188	0,188	0,188	0,188	0,188	0,188
f_{kt} (kHz)	0,84	1,80	7,35	1,92	3,12	5,70
$P_{t_{kt}}$ (W)	14,37	11,31	11,35	16,35	14,63	8,35
$T_{j(D_{kt})}$ (°C)	85,03	85,28	86,58	85,49	86,50	85,87
$T_{j(Q_{kt})}$ (°C)	89,21	88,12	87,32	89,53	88,37	86,84

contribuindo para diminuir as perdas por chaveamento dessas topologias. Comparando as configurações CSL-2D-8L2U, CSL-2D-8L1W e MCSL-3D-9L nesse quesito, as configurações propostas CSL-2D-8L2U e CSL-2D-8L1W apresentaram maior classificação de tensão em comparação com a configuração convencional MCSL-3D-9L. No entanto, como a topologia convencional possui maior número de dispositivos semicondutores que as topologias propostas, essa característica não representa um significativo impacto no aumento das perdas por chaveamento das configurações CSL-2D-8L2U e CSL-2D-8L1W, em comparação com a convencional MCSL-3D-9L.

Comparando as configurações em termos da frequência média de chaveamento, em geral, as configurações avaliadas apresentaram as seguintes características: os dispositivos semi-

Tabela 5.8: Classificação de corrente, tensão e frequência média de chaveamento (f_{kt}) dos dispositivos semicondutores; perdas totais ($P_{t_{kt}}$) nos braços individuais; temperatura de junção dos diodos antiparalelos ($T_{j(D_{kt})}$) e IGBTs ($T_{j(Q_{kt})}$) das configurações CSL-2D-8L2U, CSL-2D-8L1W e MCSL-3D-9L.

Topologia CSL-2D-8L2U									
Braço	s_a	1_a	2_a	3_a	4_a	s_b	1_b	2_b	
Corrente (pu)	1,50	1,00	0,167	0,167	0,167	1,50	1,167	0,33	
Tensão (pu)	0,167	0,167	0,167	0,167	0,167	0,167	0,167	0,167	
f_{kt} (kHz)	0,06	0,90	3,36	5,16	5,31	0,30	0,18	1,14	
$P_{t_{kt}}$ (W)	15,82	10,86	3,47	4,89	5,40	16,19	11,50	3,42	
$T_{j(D_{kt})}$ (°C)	84,82	85,91	85,24	85,40	85,62	85,16	84,94	85,22	
$T_{j(Q_{kt})}$ (°C)	89,62	87,41	85,58	85,91	85,92	89,51	88,22	85,57	
Topologia CSL-2D-8L1W									
Braço	s_a	1_a	2_a	3_a	s_b	1_b	2_b	3_b	
Corrente (pu)	0,857	1,00	0,143	0,286	0,857	1,143	0,143	0,143	
Tensão (pu)	0,219	0,219	0,219	0,219	0,219	0,219	0,219	0,219	
f_{kt} (kHz)	0,96	0,06	3,84	1,20	0,18	0,30	4,50	5,25	
$P_{t_{kt}}$ (W)	9,59	9,30	4,50	3,31	7,81	11,49	5,11	6,01	
$T_{j(D_{kt})}$ (°C)	86,64	85,71	86,26	86,09	85,79	85,90	86,32	86,55	
$T_{j(Q_{kt})}$ (°C)	88,04	88,54	86,72	86,47	88,03	89,09	86,87	87	
Topologia MCSL-3D-9L									
Braço	s_a	1_a	2_a	s_b	1_b	2_b	s_c	1_c	2_c
Corrente (pu)	1,25	1,00	0,25	1,25	1,00	0,25	1,25	1,00	0,25
Tensão (pu)	0,133	0,133	0,133	0,133	0,133	0,133	0,133	0,133	0,133
f_{kt} (kHz)	0,06	0,06	3,78	0,30	0,42	4,26	0,42	1,26	5,55
$P_{t_{kt}}$ (W)	12,38	9,24	4,27	12,61	9,58	4,61	12,89	11,05	5,87
$T_{j(D_{kt})}$ (°C)	85,55	85,54	85,99	85,70	85,91	86,19	85,97	86,94	86,51
$T_{j(Q_{kt})}$ (°C)	89,31	88,35	86,55	89,30	88,22	86,52	89,20	88,02	86,71

condutores que processam maior corrente são aqueles que operam com menor frequência média de chaveamento, otimizando assim os esforços dos conversores. As configurações que apresentaram as menores frequências média de chaveamento nos dispositivos semicondutores foram as configurações propostas CSL-2D-8L2U e CSL-2D-8L1W.

5.5.4 Análise Térmica e Perdas nos Dispositivos Semicondutores

Os estresses nos dispositivos semicondutores das configurações propostas e convencionais foram avaliados por meio da análise térmica e das perdas por condução e por chaveamento nesses dispositivos. As análises foram realizadas usando os módulos térmicos do software

PSIM e os dispositivos semicondutores utilizados foram os módulos duais IGBT Infineon FF50R12RT4 1200V 50A. Os módulos termais do PSIM fornecem as perdas por condução (P_{cd}) e as perdas por chaveamento (P_{sw}) nos dispositivos semicondutores. Então, as perdas totais correspondem a $P_{T_s} = P_{cd} + P_{sw}$. A temperatura de junção (T_j) dos IGBTs e diodos antiparalelos foram estimadas a partir do circuito térmico equivalente das configurações analisadas.

Na literatura, diferentes modelos de circuitos equivalentes que descrevem o comportamento térmico dos IGBTs foram propostos (Drofenik e Kolar, 2003). Os modelos térmicos de Cauer e de Foster são os mais conhecidos e, geralmente, seus parâmetros são encontrados nos *datasheets* dos dispositivos semicondutores. Esses modelos são baseados em redes $R_{th}C_{th}$ e costumam ser utilizados na análise térmica transiente dos dispositivos semicondutores (Infineon, 2020). Para análises no estado estacionário térmico, apenas as temperaturas de junção médias são determinadas e, portanto, as capacitâncias térmicas C_{th} são desconsideradas (Bruckner e Bernet, 2007). Nesse caso, cada camada da estrutura do dispositivo semicondutor pode ser representada por uma resistência térmica R_{th} associada a mudança linear de temperatura no interior da camada (Drofenik e Kolar, 2003). A Figura 5.7 mostra o circuito térmico equivalente de um dispositivo semicondutor baseado em resistências térmicas. T_j , T_c , T_h e T_a em cada nó do circuito equivalente representam, respectivamente, as temperaturas de junção, da cápsula, do dissipador e do ambiente, em °C. $R_{th_{j-c}}$, $R_{th_{c-h}}$, e $R_{th_{h-a}}$ representam, respectivamente, as resistências térmicas entre a junção e a cápsula, entre a cápsula e o dissipador, e entre o dissipador e o ambiente, em °C/W. Os valores de $R_{th_{j-c}}$ e $R_{th_{c-h}}$ geralmente são informados no *datasheet* dos dispositivos semicondutores. O valor de $R_{th_{h-a}}$ depende das características do dissipador de calor utilizado. Esse dissipador deve ser dimensionado de modo a garantir o funcionamento dos dispositivos semicondutores dentro de sua faixa operacional de temperatura de junção.

A Figura 5.8 mostra o circuito térmico equivalente generalizado para as configurações estudadas. Para fins de análise, considerou-se que todos os módulos IGBTs das configurações são montados sobre o mesmo dissipador de calor. Os subscritos (Q_{k_t}) e (D_{k_t}) indicam, respectivamente, os valores de temperatura/resistência por IGBT e diodo antiparalelo de um braço k_t . Os valores das resistências térmicas junção-cápsula ($R_{th_{j-c}(Q_{k_t})}$ e $R_{th_{j-c}(D_{k_t})}$), e cápsula-dissipador ($R_{th_{c-h}(Q_{k_t})}$ e $R_{th_{c-h}(D_{k_t})}$) são obtidas a partir do *datasheet* dos IGBTs

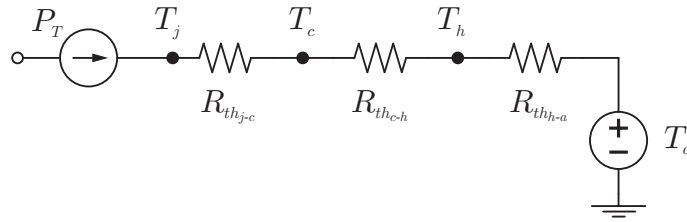


Figura 5.7: Circuito térmico equivalente de um dispositivo semiconductor.

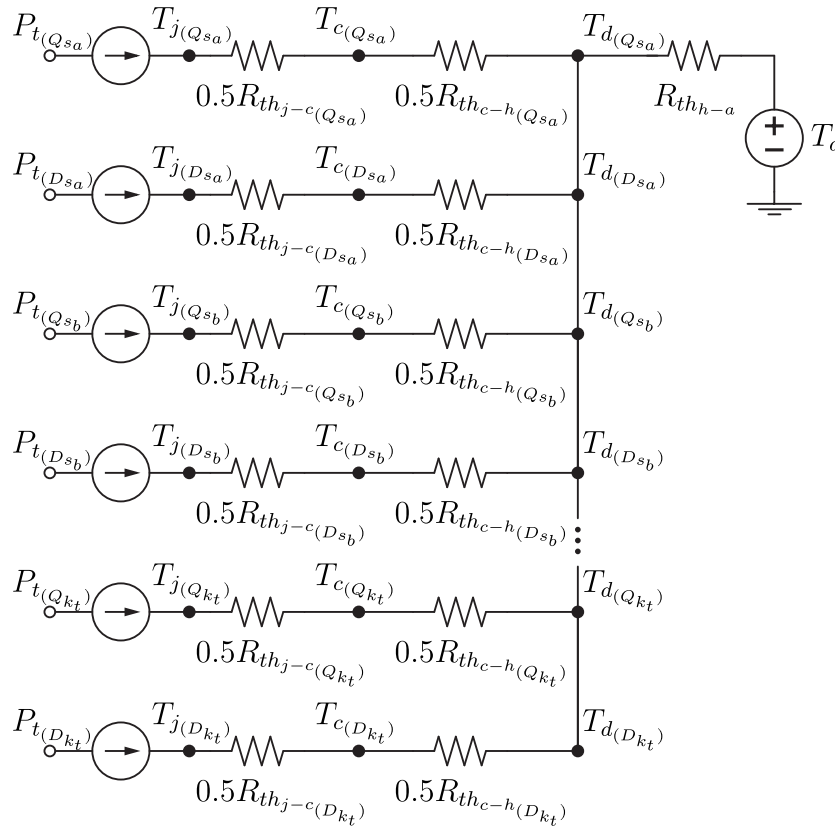


Figura 5.8: Circuito térmico equivalente generalizado das configurações estudadas considerando que os módulos IGBTs são montados sobre o mesmo dissipador.

FF50R12RT4 (Infineon, 2013), e a temperatura ambiente T_a considerada foi $40\text{ }^\circ\text{C}$. Esses parâmetros estão especificados na Tabela 5.9.

Os parâmetros conhecidos do circuito térmico foram utilizados para determinar a resistência térmica dissipador-ambiente ($R_{th_{h-a}}$) de modo que os dispositivos semicondutores das configurações analisadas operassem em torno de uma temperatura de junção pré-estabelecida. Para determinar $R_{th_{h-a}}$, fixou-se uma temperatura de junção para todos os dispositivos semicondutores ($T_{j(Q_{kt})} = T_{j(D_{kt})} = 90\text{ }^\circ\text{C}$) inferior a temperatura máxima de

Tabela 5.9: Parâmetros do circuito térmico equivalente.

Parâmetro	Valor
T_a	40 °C
$R_{th_{j-c}(Q_n)}$	0,53 °C/W
$R_{th_{j-c}(D_n)}$	0,84 °C/W
$R_{th_{c-h}(Q_n)}$	0,082 °C/W
$R_{th_{c-h}(D_n)}$	0,13 °C/W

junção admitida pelo dispositivo semiconductor utilizado ($T_{j_{max}} = 175$ °C), para garantir que os componentes operariam dentro de sua faixa operacional de temperatura de junção. A partir dos valores das perdas totais nos IGBTs ($P_{t(Q_{kt})}$) e diodos antiparalelos ($P_{t(D_{kt})}$) fornecidos pelos módulos térmicos por meio de simulações no PSIM, as temperaturas de cápsula dos IGBTs e diodos ($T_{c(Q_{kt})}$ e $T_{c(D_{kt})}$, respectivamente) foram obtidas do seguinte modo

$$T_{c(Q_{kt})} = T_{j(Q_{kt})} - 0.5R_{th_{j-c}(Q_{kt})}P_{t(Q_{kt})} \tag{5.22}$$

$$T_{c(D_{kt})} = T_{j(D_{kt})} - 0.5R_{th_{j-c}(D_{kt})}P_{t(D_{kt})} \tag{5.23}$$

Para garantir que as temperaturas de junção dos semicondutores não excedam a temperatura de junção fixada, a menor das temperaturas de cápsula calculada ($T_{c_{min}} = \min\{T_{c(Q_{sa})}, T_{c(D_{sa})}, T_{c(Q_{sb})}, T_{c(D_{sb})}, \dots, T_{c(Q_{kt})}, T_{c(D_{kt})}\}$) foi escolhida para determinar as temperaturas de dissipador dos IGBTs e diodos ($T_{d(Q_{kt})}$ e $T_{d(D_{kt})}$, respectivamente), calculadas da seguinte maneira

$$T_{d(Q_{kt})} = T_{c_{min}} - 0.5R_{th_{c-h}(Q_{kt})}P_{t(Q_{kt})} \tag{5.24}$$

$$T_{d(D_{kt})} = T_{c_{min}} - 0.5R_{th_{c-h}(D_{kt})}P_{t(D_{kt})} \tag{5.25}$$

Finalmente, a menor das temperaturas de dissipador calculadas ($T_{d_{min}} = \min\{T_{d(Q_{sa})}, T_{d(D_{sa})}, T_{d(Q_{sb})}, T_{d(D_{sb})}, \dots, T_{d(Q_{kt})}, T_{d(D_{kt})}\}$) foi usada para calcular a resistência $R_{th_{h-a}}$, dada por

$$R_{th_{h-a}} = \frac{T_{d_{min}} - T_a}{P_{T_s}} \tag{5.26}$$

onde $P_{T_s} = P_{t(Q_{sa})} + P_{t(D_{sa})} + P_{t(Q_{sb})} + P_{t(D_{sb})} + \dots + P_{t(Q_{kt})} + P_{t(D_{kt})}$.

A Tabela 5.10 apresenta os valores de $R_{th_{h-a}}$ obtidos para as configurações analisadas de modo que os dispositivos semicondutores operassem com uma temperatura de junção em torno de $T_j \leq 90^\circ$. Considerando que optou-se por usar um dissipador de calor com

placas planas produzido pelo mesmo material para todas as configurações avaliadas, tem-se que, quanto menor o valor de $R_{th_{h-a}}$ determinado por meio dos cálculos térmicos discutidos, maior deverá ser o tamanho do dissipador de calor requerido para que os dispositivos semicondutores das configurações operem em torno da temperatura de junção fixada para os cálculos de $R_{th_{h-a}}$, dado que a seção transversal desse dissipador é inversamente proporcional a sua resistência (Lee, 1995; Infineon, 2000). Comparando os valores de $R_{th_{h-a}}$ das configurações CSL-2D-5L1U, CSL-2D-6L1V e MCSL-2D-6L, o maior valor de $R_{th_{h-a}}$ foi obtido para a configuração convencional MCSL-2D-6L. Isso significa que para as configurações propostas CSL-2D-5L1U e CSL-2D-6L1V, na condição de operação analisada, será necessário um dissipador de calor de tamanho maior para que seus dispositivos semicondutores operem na mesma faixa de temperatura de junção dos semicondutores da configuração convencional MCSL-2D-6L. Comparando as configurações CSL-2D-8L2U, CSL-2D-8L1W e MCSL-3D-9L, os valores de $R_{th_{h-a}}$ calculados são maiores para as configurações CSL-2D-8L2U e CSL-2D-8L1W que, nas condições de operação testadas, requerem um dissipador de calor menor em comparação com a topologia convencional MCSL-3D-9L.

Tabela 5.10: Valor da resistência dissipador-ambiente ($R_{th_{h-a}}$) das configurações CSLs e MCSLs.

Topologia	$R_{th_{h-a}}$ (°C/W)
CSL-2D-5L1U	0,564
CSL-2D-6L1V	0,498
MCSL-2D-6L	0,588
CSL-2D-8L2U	0,626
CSL-2D-8L1W	0,800
MCSL-3D-9L	0,552

A temperatura de junção dos diodos ($T_{j(D_{kt})}$) e IGBTs ($T_{j(Q_{kt})}$) das configurações CSLs e MCSLs foram medidas por meio de simulações no PSIM usando os valores de $R_{th_{h-a}}$ calculados. Os resultados obtidos são mostrados na Tabela 5.7 para as configurações CSL-2D-5L1U, CSL-2D-6L1V e MCSL-2D-6L, e na Tabela 5.8 para as configurações CSL-2D-8L2U, CSL-2D-8L1W e MCSL-3D-9L. As perdas totais nos dispositivos semicondutores de cada braço ($P_{t_{kt}}$) dos conversores também são apresentadas. Os resultados obtidos mostram a relação entre a classificação (tensão, corrente e frequência de operação), as perdas de potência e

as temperaturas de junção dos dispositivos semicondutores. Pode-se observar que quanto maior a tensão e a frequência média de chaveamento das chaves de potência, maior será a temperatura de junção dos diodos. Ao passo que, as chaves que operam com maior corrente, tendem a apresentar uma maior temperatura de junção nos IGBTs. Porém, como a temperatura de junção é proporcional as perdas totais nos dispositivos semicondutores, analisando as topologias individualmente, os braços com maiores perdas nos semicondutores foram também aqueles que apresentaram maiores temperaturas de junção nos IGBTs e diodos antiparalelos. Comparando as configurações CSL-2D-5L1U, CSL-2D-6L1V e MCSL-2D-6L, a configuração proposta CSL-2D-6L1V apresentou os menores valores de $T_{j(D_{kt})}$ porque suas chaves operam com menor tensão de bloqueio. Por outro lado, a configuração convencional MCSL-2D-6L obteve os menores valores de $T_{j(Q_{kt})}$ nos braços s_a , 1_b e 2_b que operam com menor corrente. A configuração CSL-2D-6L1V apresentou menores valores de $T_{j(Q_{kt})}$ nos braços 1_a , 2_a e 3_a . Portanto, em termos de estresse nos dispositivos semicondutores, a configuração proposta CSL-2D-6L1V tende a apresentar melhor performance em comparação com a configuração MCSL-2D-6L. Comparando as configurações CSL-2D-8L2U, CSL-2D-8L1W e MCSL-3D-9L, as configurações propostas CSL-2D-8L2U e CSL-2D-8L1W apresentaram melhor performance em termos de estresses nos dispositivos semicondutores, uma vez que suas chaves de potência, em sua maioria, apresentaram menores valores $T_{j(D_{kt})}$ e $T_{j(Q_{kt})}$.

As perdas totais nos dispositivos semicondutores (P_{T_s}) são divididas em perdas por condução (P_{cd}) e chaveamento (P_{sw}). A Tabela 5.11 sumariza os cálculos dessas perdas para as configurações estudadas, considerando a potência de saída $P_l = 8$ kW.

Tabela 5.11: Perdas nos dispositivos semicondutores das configurações CSLs e MCSLs para $P_l = 8$ kW.

Topologia	P_{cd} (W)	P_{sw} (W)	P_{T_s} (W)	P_{T_s} (%)
CSL-2D-5L1U	60,11	19,84	79,95	1,00
CSL-2D-6L1V	68,10	20,98	89,08	1,11
MCSL-2D-6L	49,97	26,39	76,36	0,96
CSL-2D-8L2U	57,26	14,29	71,55	0,89
CSL-2D-8L1W	39,78	17,34	57,12	0,71
MCSL-3D-9L	69,40	13,10	82,50	1,03

Comparando os resultados obtidos pelas configurações CSL-2D-5L1U, CSL-2D-6L1V e MCSL-2D-6L, a configuração MCSL-2D-6L apresentou as menores perdas por condução e

as maiores perdas por chaveamento. Isso era esperado porque os dispositivos semicondutores dessa configuração operam com menor classificação de corrente e com maior tensão de bloqueio em comparação com as topologias propostas. As configurações CSL-2D-5L1U e CSL-2D-6L1V apresentaram menores perdas por chaveamento. Em termos de perdas totais, a configuração MCSL-2D-6L apresentou os menores valores no ponto de operação analisado. No entanto, em aplicações de baixa potência e alta tensão, as configurações propostas CSL-2D-5L1U e CSL-2D-6L1V podem ser tornar mais atraentes, uma vez que a redução nas perdas por chaveamento pode compensar o aumento nas perdas por condução. Vale ressaltar também que a configuração CSL-2D-5L1U possui menor número de componentes em comparação com a configuração MCSL-2D-6L, podendo gerar benefícios em termos de custos e tamanho. A configuração CSL-2D-6L1V apesar de ter o mesmo número de componentes que a configuração MCSL-2D-6L, apresenta menores distorções harmônicas. Comparando as configurações CSL-2D-8L2U, CSL-2D-8L1W e MCSL-3D-9L, as configurações propostas CSL-2D-8L2U e CSL-2D-8L1W apresentaram menores perdas totais nos dispositivos semicondutores no cenário de operação analisado.

Por fim, é importante destacar que os resultados de perdas nos dispositivos semicondutores podem variar dependendo das características das chaves utilizadas e do ponto de operação em que as topologias são testadas. Neste capítulo, as perdas foram medidas utilizando um módulo IGBT moderno e atual, de modo que baixos valores de perdas foram obtidos. Porém, as análises apresentadas nesta seção servem para apontar os cenários de potência/tensão em que os conversores podem se tornar mais vantajosos em termos de estresses e perdas nos dispositivos semicondutores. Além das perdas nos semicondutores, outros fatores devem ser levados em consideração para determinar a eficiência das estruturas como, por exemplo, perdas nos capacitores dos barramentos CC, nos filtros de saída e nos transformadores utilizados na implementação das configurações estudadas. Na Seção 5.6 são mostrados os resultados de eficiência obtidos por meio de testes experimentais das configurações CSL-2D-5L1U, CSL-2D-6L1V e MCSL-2D-6L. Os resultados obtidos demonstraram que as configurações CSLs propostas podem operar com alta eficiência.

Tabela 5.12: Potência processada pelos transformadores (%), normalizada em relação a $P_l = 8$ kW.

Topologia	T_2	T_3	T_4
CSL-2D-5L1U	30,4	–	–
CSL-2D-6L1V	16,2	20,8	–
MCSL-2D-6L	7,60	11,4	–
CSL-2D-8L2U	11	9,34	7,14
CSL-2D-8L1W	10,9	2,7	5,0
MCSL-3D-9L	6,7	4,7	2,7

5.5.5 Potência dos Transformadores

Um parâmetro de interesse das configurações estudadas é a potência processada pelos transformadores. Na Tabela 5.12, são mostradas as potências dos transformadores, normalizada em relação a potência da carga $P_l = 8$ kW. Comparando as configurações CSL-2D-5L1U, CSL-2D-6L1V e MCSL-2D-6L, pode-se observar que os transformadores das topologias CSL-2D-5L1U e CSL-2D-6L1V processam maior potência em comparação com aqueles da topologia MCSL-2D-6L. No entanto, a configuração CSL-2D-5L1U possui um transformador a menos, e a configuração CSL-2D-6L1V gera um maior número de níveis na tensão de saída usando o mesmo número de transformadores que a configuração MCSL-2D-6L. Essas e outras vantagens proporcionadas pelas configurações propostas podem justificar a utilização de transformadores com maior potência. Comparando os conversores CSL-2D-8L2U, CSL-2D-8L1W e MCSL-3D-9L, a potência processada pelos transformadores das configurações CSL-2D-8L2U e CSL-2D-8L1W também são maiores em comparação com a potência dos transformadores da topologia convencional MCSL-3D-9L, porém, a diferença de valores não é tão significativa. Portanto, dado que as configurações CSL-2D-8L2U e CSL-2D-8L1W apresentaram melhores resultados em termos de distorção harmônica, número de componentes, perdas totais e estresses nos dispositivos semicondutores, essas configurações apresentam-se como alternativas vantajosas em comparação com a configuração convencional MCSL-3D-9L.

5.6 Resultados Experimentais

Os resultados experimentais apresentados nesta seção foram obtidos utilizando a plataforma experimental apresentada na Figura 4.13. Os parâmetros usados nos testes são

especificados na Tabela 5.13.

Tabela 5.13: Parâmetros usados nos experimentos das configurações CSLs e MCSLs.

Parâmetro		Valor
Tensão de referência na carga	V_l^*	220 V (rms)
		103,71 V (CSL-2D-5L1U)
Tensão nos barramentos CC	v_{C_a}, v_{C_b}	93,34 V (CSL-2D-6L1V)
		116,67 V (MCSL-2D-6L)
Capacitâncias dos barramentos	C_a/C_b	4700 μ F
		1/2 (CSL-2D-5L1U)
Relação de espiras nos transformadores	η	1/3 (CSL-2D-6L1V)
		1/3 (MCSL-2D-6L)
Índice de modulação da tensão	m_o	1,0 / 0,8 / 0,6
Frequência da tensão na carga	f_l	60 Hz
Frequência de amostragem	f_s	10 kHz
Resistência da carga	R_l	52 Ω
Indutância da carga	L_l	16 mH

Para validar as considerações teóricas apresentadas para as configurações propostas CSLs, os testes experimentais foram realizados para as topologias CSL-2D-5L1U, mostrada na Figura 5.4(a), e CSL-2D-6L1V, mostrada na Figura 5.4(b). A topologia convencional MCSL-2D-6L mostrada na Figura 5.1 também foi testada experimentalmente e os resultados obtidos foram comparados aos das configurações CSLs. Os conversores foram testados na condição de operação simétrica e não isolada, operando como inversores. A estratégia de PWM unidimensional discutida na Seção 5.4 foi implementada utilizando um processador digital de sinais (DSP). Os resultados experimentais obtidos para as configurações CSL-2D-5L1U, CSL-2D-6L1V e MCSL-2D-6L estão ilustrados nas Figuras 5.9, 5.10 e 5.11, respectivamente. São mostradas a tensão na carga (v_l), a corrente na carga (i_l) e as tensões nos barramentos CC (v_{C_a} e v_{C_b}).

As topologias foram testadas considerando os índices de modulação da tensão na carga iguais a 1,0, 0,8 e 0,6, respectivamente. No caso da configuração CSL-2D-5L1U, as Figuras 5.9(a)-5.9(c), mostram que v_l foi sintetizada com 13, 11 e 9 níveis, respectivamente, conforme esperado. As Figuras 5.10(a)-5.10(c) mostram que a tensão de saída v_l da configuração CSL-2D-6L1V foi sintetizada com 21, 17 e 13 níveis, respectivamente, conforme esperado. Por fim, para a configuração MCSL-2D-6L, as Figuras 5.11(a)-5.11(c), mostram v_l sintetizada com 17, 15 e 11 níveis, respectivamente, conforme esperado. Como pode ser visto, a configuração proposta CSL-2D-6L1V gerou a tensão de saída com maior número de

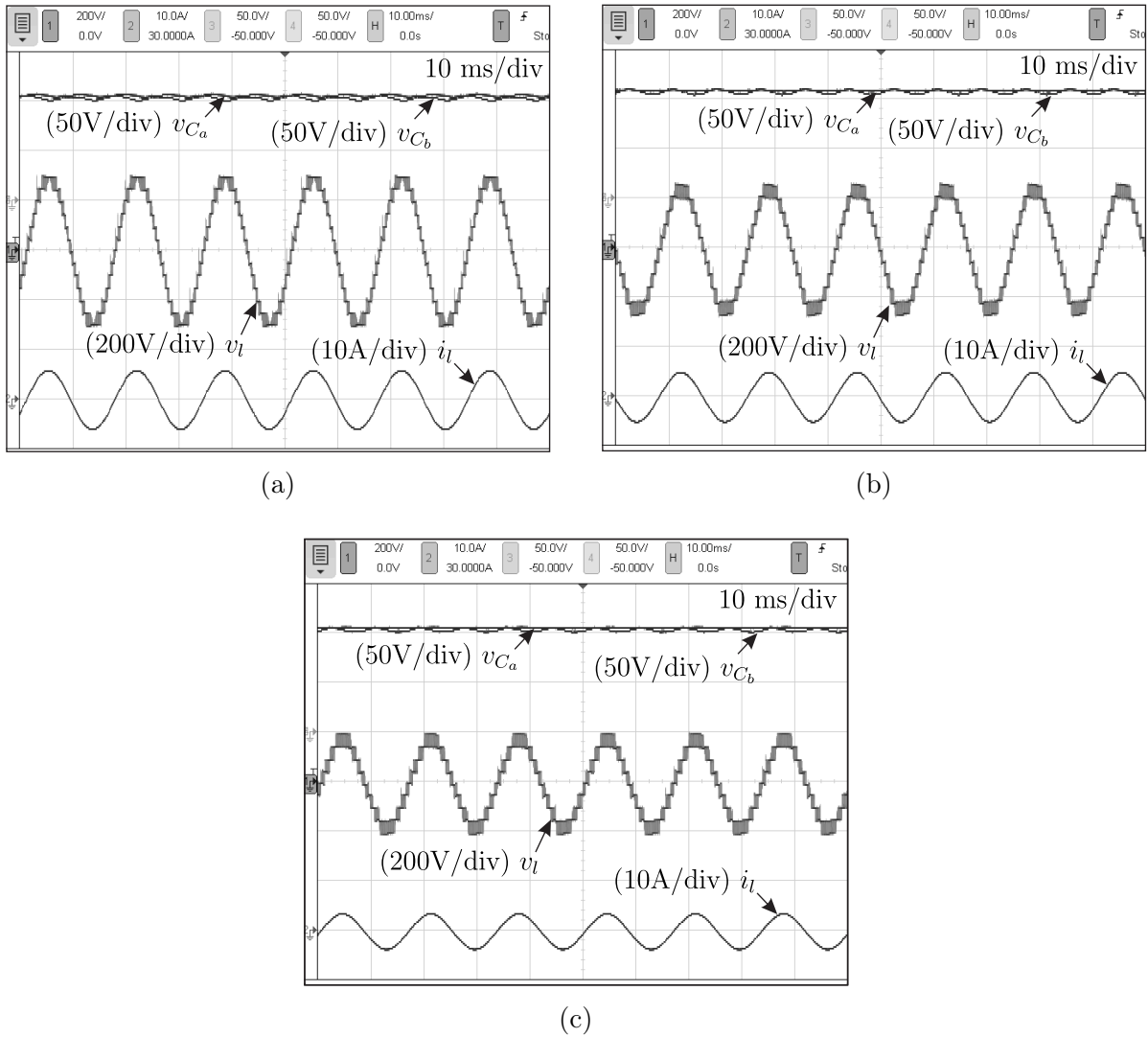


Figura 5.9: Resultados experimentais da configuração CSL-2D-5L1U na condição de operação simétrica e não isolada. (a) $m_o = 1$ com $N_{lvl} = 13$. (b) $m_o = 0,8$ com $N_{lvl} = 11$. (c) $m_o = 0,6$ com $N_{lvl} = 9$.

níveis para todos os índices de modulação testados.

A Figura 5.12 apresenta as medições de potência na entrada e na saída dos conversores, utilizadas para estimar a eficiência das topologias experimentalmente. Os resultados são mostrados para as configurações operando com $m_o = 1,0$. A eficiência foi calculada do seguinte modo

$$E_f(\%) = 100 \left(\frac{P_{out}}{P_{in}} \right) \tag{5.27}$$

onde a potência de entrada (P_{in}) corresponde a $P_{in} = P_{in_{S_a}} + P_{in_{S_b}}$, sendo $P_{in_{S_a}}$ (calculada a partir da tensão (V_{S_a}) e da corrente (i_{S_a}) da fonte CC conectada ao barramento a) e $P_{in_{S_b}}$

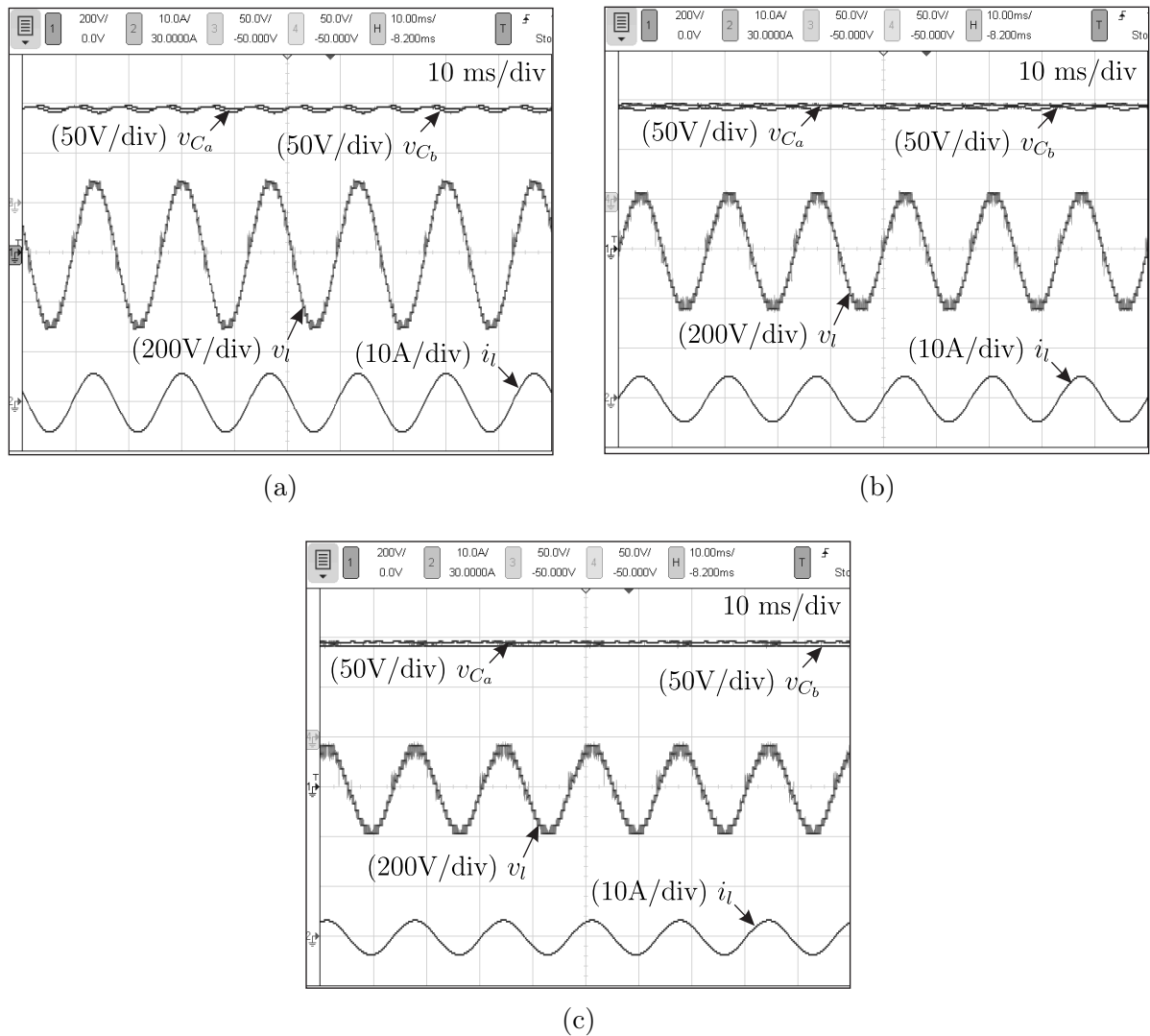


Figura 5.10: Resultados experimentais da configuração CSL-2D-6L1V na condição de operação simétrica e não isolada. (a) $m_o = 1$ com $N_{lvl} = 21$. (b) $m_o = 0,8$ com $N_{lvl} = 17$. (c) $m_o = 0,6$ com $N_{lvl} = 13$.

(calculada a partir da tensão V_{S_b} e corrente i_{S_b} da fonte CC conectada ao barramento b) as potências das fontes CC conectadas aos barramentos a e b , respectivamente. As fontes de tensão CC conectadas aos barramentos foram geradas usando fontes de tensão CA, transformadores de isolamento e retificadores disponíveis na plataforma experimental. P_{out} é a potência de saída, calculada a partir dos sinais de v_l e i_l . Os resultados de eficiência para as configurações CSL-2D-5L1U, CSL-2D-6L1V e MCSL-2D-6L corresponderam a aproximadamente 98,81%, 97,17% e 96,96%, respectivamente. No ponto de operação testado, as configurações CSL-2D-5L1U e CSL-2D-6L1V apresentaram maior eficiência em comparação com a configuração convencional MCSL-2D-6L.

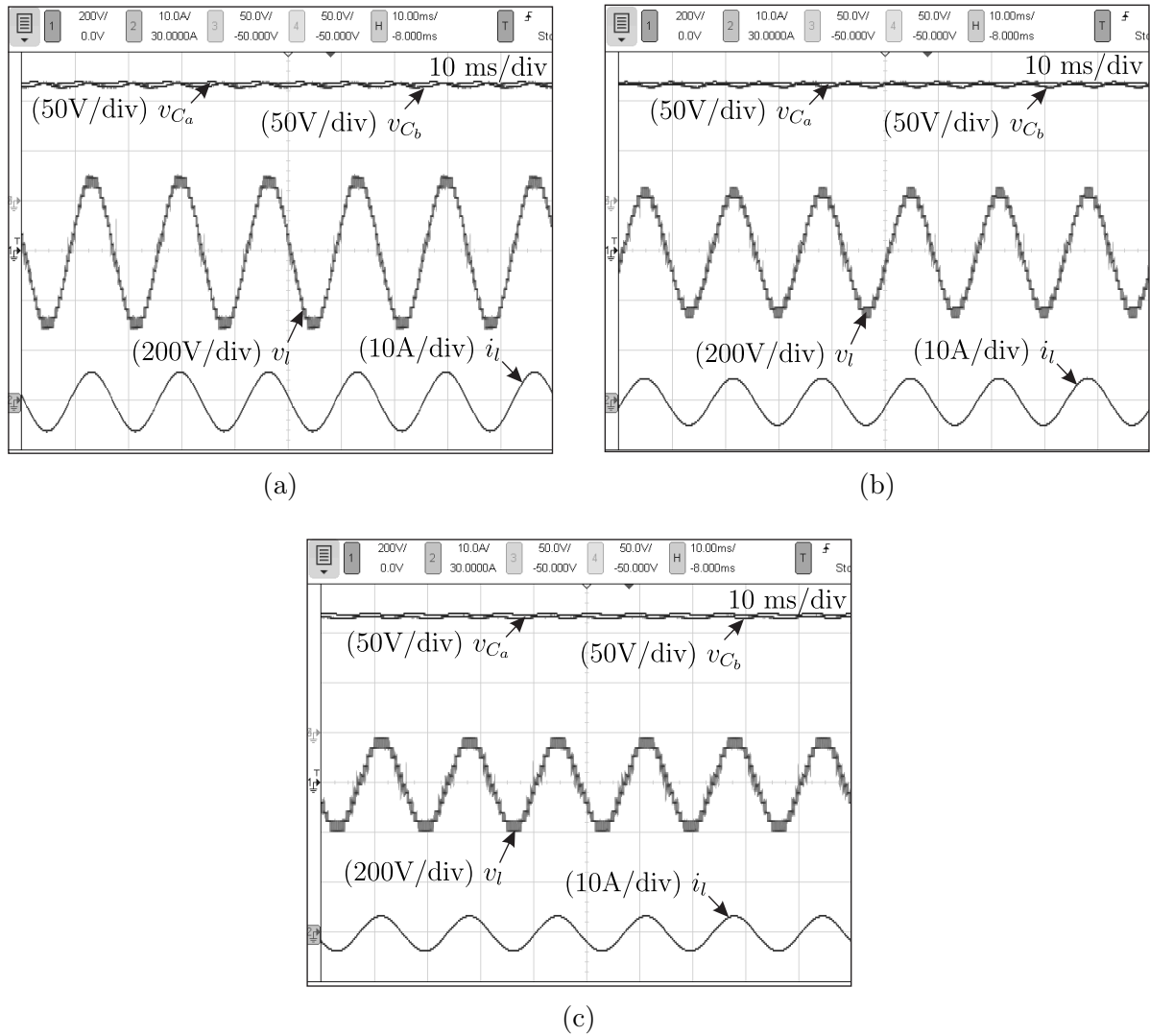
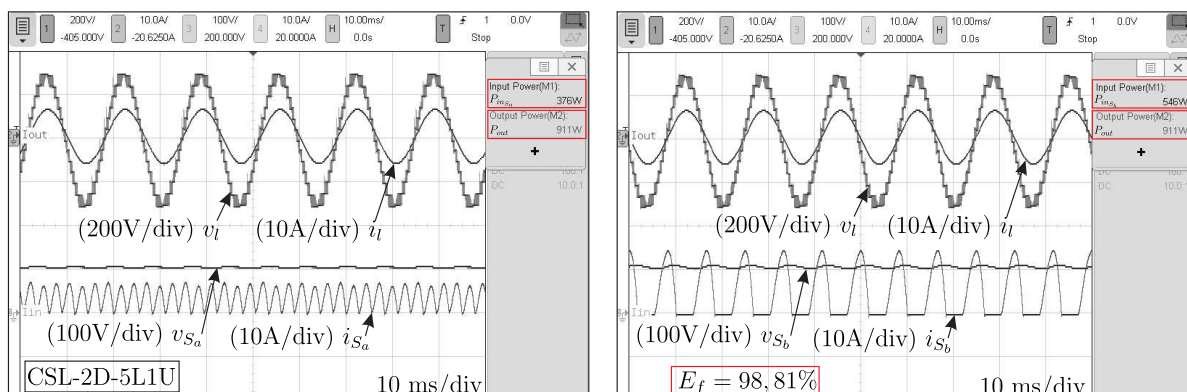


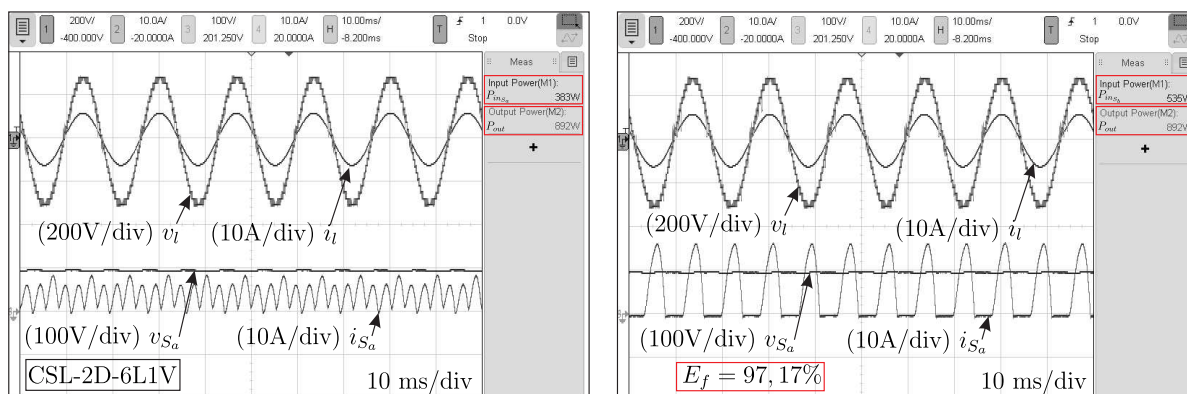
Figura 5.11: Resultados experimentais da configuração convencional MCSL-2D-6L. (a) $m_o = 1$ com $N_{lvl} = 17$. (b) $m_o = 0,8$ com $N_{lvl} = 15$. (c) $m_o = 0,6$ com $N_{lvl} = 11$.

5.7 Conclusões

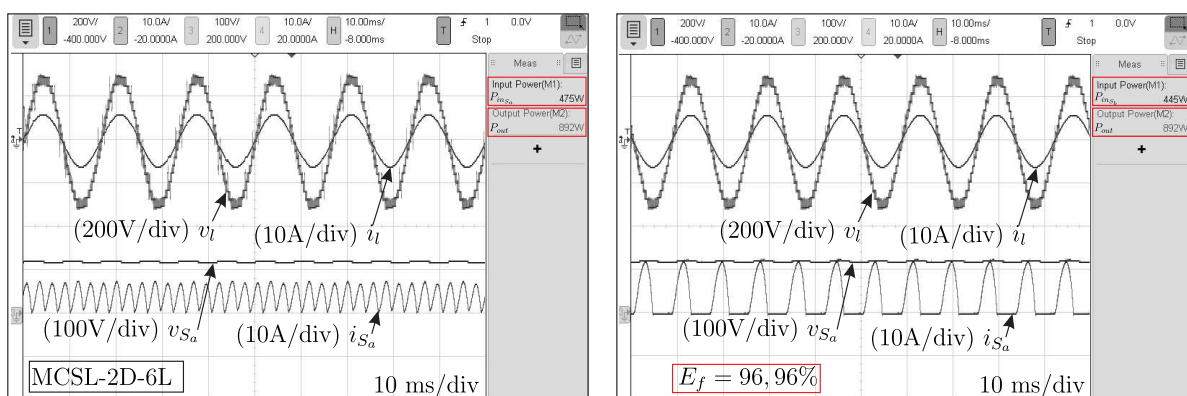
Neste capítulo, foram propostas três famílias de conversores multiníveis monofásicos e suas generalizações. As topologias foram analisadas operando como inversores na condição simétrica (tensões iguais nos barramentos CC e mesma relação de espiras nos transformadores) e não isolada (com um transformador a menos). Os modelos dos sistemas generalizados, o cálculo dos parâmetros e a técnica de PWM unidimensional para os conversores foram descritos. As topologias CSLs propostas foram comparadas com uma família de conversores multiníveis modulares, denominados configurações MCSLs. A partir dos modelos generaliza-



(a)



(b)



(c)

Figura 5.12: Eficiência dos conversores medida experimentalmente. (a) Configuração CSL-2D-5L1U ($E_f = 98,81\%$). (b) Configuração CSL-2D-6L1V ($E_f = 97,17\%$). (c) Configuração MCSL-2D-6L ($E_f = 96,96\%$).

dos, quatro topologias CSLs foram analisadas: CSL-2D-5L1U, CSL-2D-6L1V, CSL-2D-8L2U e CSL-2D-8L1W. As topologias usadas como referências foram as configurações MCSL-2D-6L e MCSL-3D-9L. As comparações foram realizadas usando como critérios a classificação dos dispositivos semicondutores, as distorções harmônicas da tensão na saída, as perdas nos semicondutores, o cálculo térmico e a potência nos transformadores. Comparando as topologias CSL-2D-5L1U, CSL-2D-6L1V e MCSL-2D-6L, constatou-se que a configuração proposta CSL-2D-6L1V apresentou-se como a melhor alternativa em termos de qualidade de tensão na carga. Os dispositivos semicondutores das configurações CSL-2D-5L1U e CSL-2D-6L1V também apresentaram menor classificação de tensão e menores perdas por chaveamento. Em termos de estresse nos dispositivos semicondutores, avaliado por meio do cálculo térmico, a configuração proposta CSL-2D-6L1V apresentou melhor performance. No entanto, os dispositivos semicondutores das configurações CSL-2D-5L1U e CSL-2D-6L1V operaram com maior corrente e maiores perdas por condução em comparação com a topologia convencional MCSL-2D-6L. Os transformadores dessas topologias também operam com maior potência. Dessa forma, as configurações propostas CSL-2D-5L1U e CSL-2D-6L1V são mais interessantes que a configuração MCSL-2D-6L para aplicações com altas tensões e baixas correntes. Comparando as estruturas CSL-2D-8L2U, CSL-2D-8L1W e MCSL-3D-9L, as configurações propostas CSL-2D-8L2U e CSL-2D-8L1W apresentaram menores distorções harmônicas na tensão de saída, menores perdas totais e estresses nos dispositivos semicondutores. Com relação a classificação das chaves de potência, os semicondutores das configurações CSL-2D-8L2U e CSL-2D-8L1W apresentaram maior classificação de tensão e menor classificação de corrente em comparação com os semicondutores da configuração MCSL-3D-9L. As perdas por chaveamento dessas topologias foram bem semelhantes, ao passo que, as configurações propostas apresentaram menores perdas por condução. A potência dos transformadores que compõem as estruturas CSL-2D-8L2U, CSL-2D-8L1W e MCSL-3D-9L também são bem semelhantes. Sendo assim, as configurações propostas CSL-2D-8L2U e CSL-2D-8L1W apresentaram-se como alternativas mais interessantes que a configuração convencional MCSL-3D-9L.

Portanto, os resultados obtidos por meio de simulações computacionais mostraram que as topologias CSLs derivadas de modelos generalizados propostos neste capítulo podem se tornar mais vantajosas em termos de número de componentes, distorções harmônicas, classificação das chaves de potência, perdas e estresses nos dispositivos semicondutores em compa-

ração com as topologias convencionais MCSLs, a depender do cenário de aplicação. Resultados experimentais foram fornecidos para validar os modelos generalizados apresentados para topologias CSLs e para demonstrar que as soluções propostas operam com alta eficiência.

6

Conclusões Gerais e Trabalhos Futuros

6.1 Conclusões Gerais

Neste trabalho, foram propostas e avaliadas novas topologias de conversores multiníveis CA-CC-CA e CC-CA monofásicos para aplicação em sistemas de conversão e compensação de energia elétrica.

As configurações CA-CC-CA propostas foram obtidas a partir da interconexão de conversores 3L e HB, utilizando transformadores de baixa e de alta frequência e barramentos CC com capacitores flutuantes. Estratégias de PWM e de controle foram desenvolvidas para os conversores estudados com o objetivo de otimizar o desempenho dessas estruturas em termos de conteúdo harmônico das grandezas elétricas processadas (tensão e corrente) e perdas nos dispositivos semicondutores. Essas configurações foram analisadas em aplicações nas quais a tensão nominal da carga é maior, menor ou igual à tensão nominal da rede elétrica. Os estudos desenvolvidos mostraram que essas configurações apresentam-se como alternativas viáveis para aplicações como UPSs e UPQCs.

No Capítulo 2, foram estudadas as configurações multiníveis CA-CC-CA monofásicas compostas por um conversor 3L e um conversor HB, denominadas configuração 3LH e configuração 3LH-HFL. As topologias propostas foram caracterizadas para aplicações nas quais a tensão nominal da carga é maior do que a tensão nominal da rede elétrica. A Seção 2.2 foi dedicada ao estudo da configuração 3LH operando com capacitores flutuantes nos barramen-

tos CC dos conversores 3L e HB. A estratégia de PWM vetorial e a estratégia de controle foram desenvolvidas e aplicadas de modo que a configuração 3LH operasse com tensões nos barramentos CC devidamente balanceadas. A partir das análises de fluxo de potência foram determinados os limites de operação do conversor, e constatou-se que a necessidade de balancear individualmente a tensão nos barramentos CC limita o índice de modulação com o qual o conversor pode operar na saída, dependendo da relação definida para as tensões nos barramentos CC. As análises realizadas mostraram que a configuração 3LH operando com capacitores flutuantes nos barramentos CC apresenta melhor desempenho em termos de distorção harmônica e controlabilidade quando a tensão do barramento do conversor 3L é o dobro da tensão do barramento do conversor HB. Verificou-se também que essa configuração pode operar com menor tensão de bloqueio nas chaves em comparação com os conversores monofásicos convencionais 3L e 4L, gerando a mesma tensão na saída. Na seção 2.3 é proposta uma solução baseada em um *link* de alta frequência (HFL) para otimizar a configuração 3LH. As vantagens alcançadas pela configuração 3LH-HFL incluíram redução da distorção harmônica das tensões e correntes na entrada e na saída do sistema, otimização da estratégia SV-PWM, uma vez que essa técnica sempre vai utilizar os estados de chaveamento que minimizam a frequência média de chaveamento dos dispositivos semicondutores, redução das tensões mínimas requeridas pelos barramentos CC para o mesmo nível de tensão de saída, simplificação da estratégia de controle, não sendo necessário controlar individualmente as tensões dos barramentos CC, e redução dos estresses de chaveamento e das perdas nos dispositivos semicondutores dos conversores 3L e HB.

As configurações 3LH e 3LH-HFL foram comparadas às topologias convencionais 3L e 4L. Em termos de distorção harmônica, as configurações propostas apresentaram melhor desempenho do que os conversores convencionais. Dentre as soluções propostas, a configuração 3LH-HFL apresentou as menores distorções nas tensões e correntes do sistema. Em termos de perdas nos dispositivos semicondutores e eficiência, a configuração 3LH com capacitores flutuantes obteve os melhores resultados, dado que a inserção do HFL aumenta o número de dispositivos semicondutores da estrutura, acrescentando assim perdas ao sistema. Porém, essa desvantagem da configuração HFL pode ser atenuada dado que a inserção do HFL na configuração 3LH gera os benefícios já mencionados. Então, quando baixas distorções harmônicas e simplicidade de controle forem parâmetros almejados no projeto do sistema de

conversão, a configuração 3LH-HFL apresenta-se como uma solução mais atrativa do que a configuração 3LH com capacitores flutuantes.

No Capítulo 3, foram estudadas as topologias formadas por meio da interconexão de conversores 3L e transformadores de baixa frequência, nomeadas como configuração 6L-2T, configuração 6L-TF e generalização, e configuração 6LPS-T.

A Seção 3.2 foi dedicada ao estudo da configuração 6L-2T, constituída por dois módulos de conversores 3L conectados em série por meio de um transformador inserido no lado da rede e outro no lado da carga. Essa configuração foi caracterizada e avaliada em três cenários de operação: $E_g = V_l^*$ (cenário *i*), $E_g = V_l^*/2$ (cenário *ii*) e $E_g = 2V_l^*$ (cenário *iii*). A relação de espiras dos transformadores foram determinadas de forma a melhorar a qualidade das tensões geradas pelo conversor em cada cenário. Verificou-se também que o transformador conectado em série no lado da rede aumenta a tensão disponível na entrada do sistema, podendo ser utilizado para compensar sobretensões na rede elétrica. Enquanto que, o transformador conectado em série no lado da carga, reduz a tensão mínima requerida pelo barramento CC do conversor para gerar a tensão de saída. As análises comparativas realizadas usando como referência a configuração convencional 4LT mostraram que a configuração proposta 6L-2T proporciona redução na distorção harmônica das tensões e correntes de entrada e de saída do sistema, diminuição dos estresses nos dispositivos semicondutores e redução das perdas de potência totais principalmente quando operam em aplicações de tensão elevada e baixa corrente.

Na Seção 3.3, foi proposta e avaliada uma família de conversores multiníveis CA-CC-CA desenvolvidos a partir da conexão em cascata de conversores 3L com barramentos independentes usando transformadores de baixa frequência. Os transformadores são conectados em série com a rede elétrica de modo a aumentar a tensão disponível na entrada do sistema e possibilitar a compensação de sobretensão na rede elétrica. A partir do circuito generalizado apresentado, foram caracterizadas e avaliadas duas estruturas: a configuração básica 6L-TF, formada por dois conversores 3L e um transformador; e a configuração 9L-2TF, constituída por três módulos 3L e dois transformadores. Essas configurações foram avaliadas em dois cenários de operação: $E_g = V_l^*$ (cenário *i*) e $E_g = V_l^*/2$ (cenário *ii*). Foram apresentados de forma generalizada o modelo do sistema e as estratégias de modulação SV-PWM e LS-PWM. Foram especificados as melhores relações de espiras para os transformadores e as

mais adequadas relações entre as tensões dos barramentos CC, para que as configurações 6L-TF e 9L-2TF sintetizassem tensões multiníveis com baixa distorção harmônica. Em comparação com a configuração convencional 4LT, as configurações propostas 6L-TF e 9L-2TF apresentaram vantagens em termos de distorção harmônica, uma vez que sintetizaram tensões com maior número de níveis. Em termos de perdas nos dispositivos semicondutores, as configurações foram avaliadas num cenário de tensão elevada considerando diversos níveis de potência. A configuração 4LT obteve as menores perdas por condução, enquanto as topologias 6L-TF e 9L-2TF obtiveram as menores perdas por chaveamento, com destaque para a configuração 9L-2TF nesse quesito. As configurações propostas mostraram-se mais interessantes para aplicações com tensão elevada e baixa corrente.

Na Seção 3.4, foi proposta e analisada uma configuração multinível CA-CC-CA constituída por dois módulos de conversores 3L conectados em paralelo no lado da rede elétrica e em série no lado da carga usando um transformador, denominada configuração 6LPS-T. Essa configuração mostrou-se apropriada para aplicações em sistemas nos quais a tensão nominal da carga é maior do que a tensão nominal da rede elétrica. Para esse conversor, foi desenvolvida uma estratégia de PWM *Interleaved* baseada em portadoras triangulares de alta frequência que otimizou seu desempenho em termos de distorção harmônica e perdas nos semicondutores. Análises comparativas foram apresentadas usando como referências as estruturas convencionais 3LT e 6LPS-2T. As vantagens alcançadas pela configuração proposta incluíram redução das distorções harmônicas das tensões e correntes processadas, operação com menor classificação de corrente e frequência média de chaveamento nas chaves de potência e redução nas perdas por chaveamento. Em comparação com a configuração 3LT, a topologia proposta 6LPS-T mostrou-se mais vantajosa em termos de perdas totais nos semicondutores e eficiência em aplicações com baixa corrente. Quando a técnica para minimizar as correntes nos braços compartilhados é aplicada à topologia 6LPS-T, sua eficiência é bastante aproximada à eficiência da topologia convencional 3LT também em aplicações com corrente mais elevada, mesmo a topologia proposta possuindo o dobro do número de chaves. Em comparação com a configuração convencional 6LPS-2T, a topologia proposta 6LPS-T mostrou-se vantajosa em cenários de baixa e de alta corrente. Resultados experimentais foram apresentados para validar a operação do sistema proposto, a estratégia de PWM *Interleaved* descrita e a estratégia de controle discutida.

No Capítulo 4, foram propostas e caracterizadas três topologias de conversores multiníveis CA-CC-CA monofásicos constituídas por módulos de conversores 3L e HB conectados em série por meio de transformadores de baixa frequência, denominadas configurações 7L2T-GL, 7L2T-GH e 7L2T-HL. Para cada uma dessas estruturas foram descritos o modelo do sistema, a especificação dos parâmetros, os possíveis cenários de aplicação, a estratégia de PWM e o sistema de controle. Nesse capítulo, também foram feitas comparações das configurações propostas 7L2T-GL, 7L2T-GH e 7L2T-HL com a configuração 6L-2T proposta na Seção 3.2, com a configuração 6L-TF proposta na Seção 3.3, e com as configurações convencionais 4LT e 6LT. As análises foram realizadas em três cenários de operação: $E_g = V_l^*$ (cenário *i*), $E_g = V_l^*/2$ (cenário *ii*) e $E_g = 2V_l^*$ (cenário *iii*).

O melhor desempenho em termos de distorção harmônica nos cenários *i* e *iii* foi obtido pela configuração proposta 7L2T-GH. No cenário *ii*, foi a configuração proposta 7L2T-HL que obteve as menores distorções harmônicas nas tensões e correntes processadas. Em todos os cenários analisados, as topologias propostas obtiveram melhor desempenho em termos de distorção harmônica em comparação com a topologia convencional 4LT e desempenho aproximado em comparação com a topologia convencional 6LT, obtendo os melhores resultados nos cenários já especificados.

Em termos de perdas nos dispositivos semicondutores, em todos os cenários analisados, as topologias propostas apresentaram menores perdas por chaveamento em comparação com a topologia convencional 4LT. Por outro lado, essa topologia apresentou menores perdas por condução em todos os casos analisados. Em comparação com a configuração 6LT, no cenário *i*, as topologias propostas 6L-2T e 7L2T-GL apresentaram menores perdas por condução e as topologias propostas 7L2T-GH e 6L-TF apresentaram menores perdas por chaveamento. No cenário *ii*, as topologias propostas 6L-2T, 6L-TF e 7L2T-GL apresentaram menores perdas por condução e as topologias propostas 7L2T-HL e 6L-TF apresentaram menores perdas por chaveamento. No cenário *iii*, todas topologias propostas apresentaram maiores perdas por condução, no entanto, as topologias propostas 7L2T-GH e 7L2T-GL apresentaram menores perdas por chaveamento. Em relação às perdas totais nos semicondutores, observou-se que, no cenário *i*, todas as topologias propostas mostraram-se mais vantajosas do que a topologia convencional 4LT quando os sistemas operam com baixa corrente. Nessa condição, as topologias 7L2T-GH e 6L-2T também mostraram-se mais vantajosas do que a topologia con-

vencional 6LT. Quando os sistemas operam com alta corrente neste cenário, a topologia 4LT mostrou-se mais vantajosa que as demais topologias. Nesse caso, as topologias propostas 6L-2T e 7L2T-GL obtiveram menores perdas totais que a topologia convencional 6LT. No cenário *ii*, todas as topologias propostas também mostraram-se mais vantajosas do que a topologia convencional 4LT, quando os sistemas operam com baixa corrente. Nessa condição, as topologias propostas 6L-TF e 6L-2T mostraram-se mais vantajosas do que a topologia 6LT. Quando os sistemas operam com alta corrente nesse cenário, as topologias propostas 6L-TF e 6L-2T mostraram-se mais vantajosas que a topologia convencional 4LT. Essas topologias e a configuração proposta 7L2T-GL também mostraram-se mais vantajosas que a topologia convencional 6LT, nesse caso. Por fim, no cenário *iii*, a topologia convencional 6LT mostrou-se mais vantajosa que as demais topologias quando os sistemas operam com baixa e com alta corrente. A topologia proposta que obteve perdas mais aproximadas daquelas obtidas pela topologia 6LT, nesse cenário, foi a topologia 6L-2T, que possui uma estratégia de PWM e de controle mais simples e, portanto, é uma alternativa competitiva em relação a configuração 6LT nesse caso. Quando os sistemas operam com baixa corrente, as topologias 6L-2T, 7L2T-GH e 7L2T-GL são mais vantajosas que a topologia convencional 4LT.

Para as topologias CA-CC-CA propostas neste trabalho foram descritos o modelo do sistema, a especificação dos parâmetros, técnicas de modulação PWM e estratégias de controle para regular as tensões dos barramentos CC e controlar o fator de potência da rede elétrica. Desse modo, as estruturas propostas fornecem tensão à carga com amplitude e frequência fixas e com baixa distorção harmônica, drenando da rede elétrica uma corrente senoidal com alto fator de potência e baixa distorção harmônica. Essas estruturas também podem funcionar com sobretensão e afundamento na tensão da rede elétrica, e compensar potência reativa e harmônicos causados por cargas não lineares. Resultados obtidos por meio de simulações computacionais e testes experimentais validaram os estudos teóricos desenvolvidos e demonstraram que as configurações propostas apresentam desempenho satisfatório para aplicação em sistemas de conversão e compensação de energia elétrica.

No Capítulo 5, foram propostas e estudadas três famílias de conversores multiníveis monofásicos e suas generalizações, denominadas configurações CSLs. As topologias foram analisadas operando como inversores na condição simétrica (tensões iguais nos barramentos CC e mesma relação de espiras nos transformadores) e não isolada (com um transformador

a menos). As topologias CSLs propostas foram comparadas com uma família de conversores multiníveis modulares, denominados configurações MCSLs. A partir dos modelos generalizados, quatro topologias CSL foram analisadas: CSL-2D-5L1U, CSL-2D-6L1V, CSL-2D-8L2U e CSL-2D-8L1W. As topologias usadas como referências foram as configurações MCSL-2D-6L e MCSL-3D-9L. As análises comparativas das topologias CSL-2D-5L1U, CSL-2D-6L1V e MCSL-2D-6L mostraram que a configuração proposta CSL-2D-6L1V é a melhor alternativa em termos de qualidade de tensão na carga, pois gera maior número de níveis usando o mesmo número de componentes que a topologia convencional MCSL-2D-6L. Os dispositivos semicondutores das configurações CSL-2D-5L1U e CSL-2D-6L1V também apresentaram menor classificação de tensão e menores perdas por chaveamento. Em termos de estresse nos semicondutores, avaliado por meio do cálculo térmico, a configuração proposta CSL-2D-6L1V apresentou melhor performance. No entanto, os dispositivos semicondutores das configurações CSL-2D-5L1U e CSL-2D-6L1V operaram com maior corrente e maiores perdas por condução em comparação com a topologia convencional MCSL-2D-6L. Os transformadores dessas topologias também operaram com maior potência. Dessa forma, as configurações propostas CSL-2D-5L1U e CSL-2D-6L1V são mais interessantes que a configuração MCSL-2D-6L para aplicações com tensão elevada e baixa corrente. A análise comparativa das topologias CSL-2D-8L2U, CSL-2D-8L1W e MCSL-3D-9L, mostraram que as configurações propostas CSL-2D-8L2U e CSL-2D-8L1W apresentam melhor desempenho em termos de distorções harmônicas da tensão de saída, estresses e perdas nos dispositivos semicondutores. Com relação a classificação das chaves de potência, os semicondutores das configurações propostas CSL-2D-8L2U e CSL-2D-8L1W apresentaram maior classificação de tensão e menor classificação de corrente que a configuração convencional MCSL-3D-9L. As perdas por chaveamento dessas topologias foram bem semelhantes, enquanto que as configurações propostas apresentaram menores perdas por condução. A potência dos transformadores que compõem as estruturas CSL-2D-8L2U, CSL-2D-8L1W e MCSL-3D-9L também são bem semelhantes. Sendo assim, as configurações propostas CSL-2D-8L2U e CSL-2D-8L1W apresentaram-se com alternativas interessantes à configuração MCSL-3D-9L, apresentando melhor performance em diversos aspectos e usando menor número de componentes, o que também reduz os custos dessas topologias.

Para as configurações CC-CA propostas, foram descritos o modelo generalizado do sis-

tema, a especificação dos parâmetros que otimizam sua operação na condição simétrica e não isolada e estratégias de PWM. Resultados experimentais foram fornecidos para validar a operação das topologias CSLs. Esses resultados demonstraram que as soluções propostas podem operar com desempenho satisfatório, em termos de alta qualidade da tensão de saída e de eficiência, em sistemas de conversão CC-CA monofásicos.

6.2 Trabalhos Futuros

A partir dos estudos apresentados neste trabalho, os seguintes tópicos podem ser desenvolvidos em trabalhos futuros:

1. Estudar o comportamento da tensão eficaz, da corrente eficaz e da potência de saída dos transformadores das topologias propostas e convencionais variando-se a amplitude da tensão da rede elétrica, a amplitude da tensão na carga, o ângulo entre as tensões de referência e o fator de potência da carga e, então, a partir dessas análises apontar as vantagens e desvantagens dessas topologias em termos do volume e custos dos transformadores de baixa frequência requeridos por cada uma delas;
2. Verificar a viabilidade de reduzir o número de chaves bidirecionais das configurações CA-CC-CA estudadas, substituindo-as por diodos no lado retificador;
3. Analisar novas maneiras de conectar os braços dos conversores e os transformadores de baixa frequência com o objetivo de reduzir o número de componentes e alcançar desempenho melhor ou aproximado das configurações CA-CC-CA propostas com seis e sete braços;
4. Desenvolver topologias CA-CC-CA e CC-CA trifásicas baseadas nas configurações propostas e analisadas neste trabalho;
5. Estudar novas estruturas baseadas na conexão de módulos de conversores menores em cascata usando *links* de alta frequência.

Agradecimentos

Primeiramente, agradeço ao meu Deus, Jeová, por me conceder a força e sabedoria necessárias para a realização e conclusão desta atividade.

Agradeço à minha família pelo apoio incondicional. Em especial aos meus pais, Maria e Roberto, por se preocuparam com a minha educação e investiram nos meus sonhos. O apoio, amor e cuidado deles foram essenciais durante essa jornada. Às minhas irmãs, Ranielly e Noêmia, por me motivarem a nunca desistir dos meus objetivos. À minha companheira, Gisele, pelo carinho e suporte em todos os momentos.

Ao meu orientador, Prof. Cursino Brandão Jacobina, por acompanhar minha jornada acadêmica desde 2013, compartilhando conhecimento e experiência que foram primordiais para o meu crescimento profissional e para o desenvolvimento desta pesquisa. Ao meu coorientador, Prof. Edgard Luiz, pelo apoio, parceria e contribuições que também foram bastante significativas para o desenvolvimento dos estudos. Aos professores Alexandre Cunha, Darlan Fernandes, Fabrício Bradaschia e Maurício Corrêa pelas sugestões apontadas durante a avaliação deste trabalho, que contribuíram para aprimorar os resultados apresentados.

Aos professores, funcionários e colegas de trabalho do Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamentos de Máquinas (LEIAM) que, de forma direta ou indiretamente, contribuíram para a concretização desta atividade.

Ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPQ) e à Coordenação de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (COPELE), pelo suporte e financiamento.

Finalmente, agradeço a todos os meus amigos e colegas com os quais tive a oportunidade de conviver durante esse período pelo companheirismo, apoio e incentivo, que tornaram essa jornada mais leve e agradável.

Referências Bibliográficas

- Acuña, P.; Morán, L.; Rivera, M.; Aguilera, R.; Burgos, R. e Agelidis, V. G. (2015) A single-objective predictive control method for a multivariable single-phase three-level npc converter-based active power filter, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **62**(7):4598–4607.
- Ajami, A.; Farakhor, A. e Ardi, H. (2014) Minimisations of total harmonic distortion in cascaded transformers multilevel inverter by modifying turn ratios of the transformers and input voltage regulation, *IET Power Electronics*, **7**(11):2687–2694.
- Al Dubaikel, F. e Aramco, S. (2011) Comparison between transformer-based vs. transformer-less ups systems, In: *2011 IEEE Symposium on Industrial Electronics and Applications*, pp. 167–172.
- de Almeida Carlos, G. A. e Jacobina, C. B. (2017) Series compensator based on cascaded transformers coupled with three-phase bridge converters, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **53**(2):1271–1279.
- Arumalla, R. T.; Figarado, S. e Harischandrappa, N. (2020) Dodecagonal voltage space vector based pwm techniques for switching loss reduction in a dual inverter fed induction motor drive, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics*, **1**(2):182–191.
- Ashraf Gandomi, A.; Saeidabadi, S.; Hosseini, S. H.; Babaei, E. e Ashraf Gandomi, Y. (2019) Flexible transformer-based multilevel inverter topologies, *IET Power Electronics*, **12**(3):578–587.
- Asiminoaei, L.; Aeloiza, E.; Kim, J. H.; Enjeti, P.; Blaabjerg, F.; Moran, L. T. e Sul, S. K. (2006) Parallel interleaved inverters for reactive power and harmonic compensation, In: *2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 1–7.

- Azmi, S. A.; Ahmed, K. H.; Finney, S. J. e Williams, B. W. (2011) Comparative analysis between voltage and current source inverters in grid-connected application, In: *IET Conference on Renewable Power Generation (RPG 2011)*, pp. 1–6.
- B. R. Lin, D. J. C. (2002) Implementation of a single-phase three-leg ac/ac converter with neutral-point diode-clamped scheme, *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, **149**:423–432(9).
- Babaei, E. (2010) Optimal topologies for cascaded sub-multilevel converters, *Journal of Power Electronics*, **10**.
- Baier, C. R.; Espinoza, J. R.; Rivera, M.; Muñoz, J. A.; Wu, B.; Melín, P. E. e Yaramasu, V. (2014) Improving power quality in cascade multilevel converters based on single-phase nonregenerative power cells, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **61**(9):4498–4509.
- Bakas, P.; Okazaki, Y.; Shukla, A.; Patro, S. K.; Ilves, K.; Dijkhuizen, F. e Nami, A. (2021) Review of hybrid multilevel converter topologies utilizing thyristors for hvdc applications, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **36**(1):174–190.
- Behara, S.; Sandeep, N. e Yaragatti, U. R. (2018) Simplified transformer-based multilevel inverter topology and generalisations for renewable energy applications, *IET Power Electronics*, **11**(4):708–718.
- Bruckner, T. e Bernet, S. (2007) Estimation and measurement of junction temperatures in a three-level voltage source converter, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **22**(1):3–12.
- Bughneda, A.; Salem, M.; Richelli, A.; Ishak, D. e Alatai, S. (2021) Review of multilevel inverters for pv energy system applications, *Energies*, **14**(6).
- Cai, H.; Zhao, R. e Yang, H. (2008) Study on ideal operation status of parallel inverters, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **23**(6):2964–2969.
- Calais, M. e Agelidis, V. (1998) Multilevel converters for single-phase grid connected photovoltaic systems-an overview, In: *IEEE International Symposium on Industrial Electronics. Proceedings. ISIE'98 (Cat. No.98TH8357)*, vol. 1, pp. 224–229 vol.1.
- Capella, G. J.; Pou, J.; Ceballos, S.; Konstantinou, G.; Zaragoza, J. e Agelidis, V. G. (2015) Enhanced phase-shifted pwm carrier disposition for interleaved voltage-source inverters,

- IEEE Transactions on Power Electronics, **30**(3):1121–1125.
- Carrara, G.; Gardella, S.; Marchesoni, M.; Salutati, R. e Sciutto, G. (1992) A new multilevel pwm method: a theoretical analysis, IEEE Transactions on Power Electronics, **7**(3):497–505.
- Chang, J. M.; Chang, W. N. e Chiang, S. J. (2006) Multilevel single-phase rectifier-inverter with cascaded connection of two three-arm converters, IEEE Proceedings - Electric Power Applications, **153**(5):719–725.
- Chiang, S. J.; Lee, T. S. e Chang, J. M. (2000) Design and implementation of a single phase three-arms rectifier inverter, IEE Proceedings - Electric Power Applications, **147**(5):379–384.
- Choi, J.-H.; Kwon, J.-M.; Jung, J.-H. e Kwon, B.-H. (2005) High-performance online ups using three-leg-type converter, IEEE Transactions on Industrial Electronics, **52**(3):889–897.
- Costa, A. E. L. d.; Jacobina, C. B. e Rocha, N. (2021) A single-phase hybrid six-leg ac?dc?ac multilevel converter, IEEE Transactions on Industry Applications, **57**(4):3888–3897.
- Cunha, M. F.; Jacobina, C. B. e Felinto, A. S. (2020) Three-phase unified power quality conditioner based on h-bridge and high-frequency link, In: *2020 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 2307–2313.
- de Freitas, N. B.; Jacobina, C. B.; Cunha, M. F. e Mélo, J. P. R. A. (2018) Cascaded transformer symmetric single-phase converters with two dc sources, In: *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 1301–1307.
- de Freitas, N. B.; Jacobina, C. B. e Cunha, M. F. (2019a) Single-phase cascaded-transformer converter with two dc links, In: *2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 2782–2788.
- de Freitas, N. B.; Jacobina, C. B. e Ferreira Cunha, M. (2019b) Multilevel single-phase converter with two dc links, IEEE Transactions on Industrial Electronics, pp. 1–1.
- Dell’Aquila, A.; Liserre, M.; Monopoli, V. e Cecati, C. (2003) Design of a back-to-back multilevel induction motor drive for traction systems, In: *IEEE 34th Annual Conference on Power Electronics Specialist, 2003. PESC ’03.*, vol. 4, pp. 1764–1769 vol.4.

- Deng, Y.; Teo, K. H. e Harley, R. G. (2013) A fast and generalized space vector pwm scheme and its application in optimal performance investigation for multilevel inverters, In: *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 3977–3983.
- Desingu, K.; Selvaraj, R.; Chelliah, T. R. e Khare, D. (2019) Effective utilization of parallel-connected megawatt three-level back-to-back power converters in variable speed pumped storage units, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **55**(6):6414–6426.
- Diab, M. S.; Massoud, A. M.; Ahmed, S. e Williams, B. W. (2018) A dual modular multilevel converter with high-frequency magnetic links between submodules for mv open-end stator winding machine drives, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **33**(6):5142–5159.
- Dias, J. A. A.; dos Santos, E. C.; Jacobina, C. B. e da Silva, E. R. C. (2009) Application of single-phase to three-phase converter motor drive systems with IGBT dual module losses reduction, In: *2009 Brazilian Power Electronics Conference*, pp. 1155–1162.
- Ding, L.; Lian, Y. e Li, Y. W. (2017) Multilevel current source converters for high power medium voltage applications, *CES Transactions on Electrical Machines and Systems*, **1**(3):306–314.
- Dong, D.; Chen, L.; Li, H.; Chen, M. e Xu, D. (2015) Design of hybrid ac-dc-ac topology for uninterruptible power supply, In: *2015 IEEE 2nd International Future Energy Electronics Conference (IFEEEC)*, pp. 1–5.
- Drofenik, U. e Kolar, J. W. (2003) Teaching thermal design of power electronic systems with web-based interactive educational software, In: *Eighteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2003. APEC '03.*, vol. 2, pp. 1029–1036 vol.2.
- Fabricio, E. L. L.; Jacobina, C. B.; de Menezes, A. V. G.; de Rossiter Correa, M. B. e de Almeida Carlos, G. A. (2015) Shunt compensator based on interconnected three-phase converter, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **30**(12):6661–6671.
- Fabricio, E. L. L.; Jacobina, C. B.; Rocha, N.; Cavalcante, R. M. D. B. e Correa, M. B. R. (2016) Parallel ac-ac three-phase with shared-leg converters, In: *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 1–8.
- Fabricio, E. L. L.; Jacobina, C. B.; Rocha, N.; de Lacerda, R. P. e de Rossiter Corrêa, M. B. (2017) Multilevel converter based on cascaded three-leg converters with reduced voltage and current, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **53**(5):4682–4694.

- Farakhor, A.; Reza Ahrabi, R.; Ardi, H. e Najafi Ravadanegh, S. (2015) Symmetric and asymmetric transformer based cascaded multilevel inverter with minimum number of components, *IET Power Electronics*, **8**(6):1052–1060.
- Farzam Kia, S.; Iman-Eini, H. e Farhangi, S. (2015) Increasing the number of voltage levels in single-phase multilevel converters, In: *The 6th Power Electronics, Drive Systems Technologies Conference (PEDSTC2015)*, pp. 591–596.
- Felinto, A. S. e Jacobina, C. B. (2020) Unified power quality conditioner with shared legs and high-frequency transformer, In: *2020 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 1589–1596.
- Flores, P.; Dixon, J.; Ortuzar, M.; Carmi, R.; Barriuso, P. e Moran, L. (2009) Static var compensator and active power filter with power injection capability, using 27-level inverters and photovoltaic cells, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **56**(1):130–138.
- de Freitas, I. S.; Jacobina, C. B. e dos Santos Jr., E. C. (2010a) Single-phase to single-phase full-bridge converter operating with reduced ac power in the dc-link capacitor, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **25**(2):272–279.
- de Freitas, I. S.; Jacobina, C. B.; da Silva, E. R. C. e Oliveira, T. M. (2010b) Single-phase ac-dc-ac three-level three-leg converter, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **57**(12):4075–4084.
- de Freitas, N. B.; Jacobina, C. B.; Maia, A. C. N. e Melo, V. F. M. B. (2017) Six-leg single-phase multilevel rectifier inverter: Pwm strategies and control, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **53**(1):350–361.
- de Freitas, N. B.; Jacobina, C. B.; Gehrke, B. S. e Cunha, M. F. (2019) Transformer-based single-phase ac-dc-ac topology for grid issues mitigation, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **55**(4):4001–4011.
- Fujita, H. e Akagi, H. (1998) The unified power quality conditioner: the integration of series and shunt-active filters, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **13**(2):315–322.
- Gautam, S.; Yadav, A. K. e Gupta, R. (2012) Ac/dc/ac converter based on parallel ac/dc and cascaded multilevel dc/ac converter, In: *2012 Students Conference on Engineering and Systems*, pp. 1–6.

- Ghosh, R. e Narayanan, G. (2005) A simple analog controller for single-phase half-bridge rectifier and its application to transformerless ups, In: *2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference*, pp. 1306–1312.
- Goetz, S. M.; Peterchev, A. V. e Weyh, T. (2015) Modular multilevel converter with series and parallel module connectivity: Topology and control, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **30**(1):203–215.
- Huber, J. E. e Kolar, J. W. (2014) Volume/weight/cost comparison of a 1mva 10 kv/400 v solid-state against a conventional low-frequency distribution transformer, In: *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 4545–4552.
- Hurley, W. e Wölfle, W. (2013) *Transformers and Inductors for Power Electronics: Theory, Design and Applications*, EngineeringPro collection, Wiley, ISBN 9781118544679.
- Hurley, W.; Wolfle, W. e Breslin, J. (1998) Optimized transformer design: inclusive of high-frequency effects, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **13**(4):651–659.
- IEEE-519 (2014) Ieee recommended practice and requirements for harmonic control in electric power systems, *IEEE Std 519-2014 (Revision of IEEE Std 519-1992)*, pp. 1–29.
- Infineon (2000) Thermal resistance theory and practice, Special Subject Book, **1.0**.
- Infineon (2013) Technical information of igbt module ff50r12rt4, Datasheet, **2.0**.
- Infineon (2020) Transient thermal measurements and thermal equivalent circuit models, Application note, **1.2**.
- Islam, M. R.; Guo, Y. e Zhu, J. (2014) A high-frequency link multilevel cascaded medium-voltage converter for direct grid integration of renewable energy systems, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **29**(8):4167–4182.
- Jacobina, C. B.; d. Correa, M. B.; Oliveira, T. M.; Lima, A. M. N. e da Silva, E. R. C. (2001a) Current control of unbalanced electrical systems, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **48**(3):517–525.
- Jacobina, C. B.; de Rossiter Correa, M. B.; Pinheiro, R. F.; da Silva, E. R. C. e Lima, A. M. N. (2001b) Modeling and control of unbalanced three-phase systems containing pwm converters, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **37**(6):1807–1816.
- Jacobina, C. B.; Oliveira, T. M. e da Silva, E. R. C. (2006) Control of the single-phase three-leg ac/ac converter, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **53**(2):467–476.

- Jacobina, C. B.; de Freitas, I. S. e da Silva, E. R. C. (2007) Reduced-switch-count six-leg converters for three-phase-to-three-phase/four-wire applications, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **54**(2):963–973.
- Jacobina, C. B.; dos Santos, E. C.; Rocha, N. e Fabrício, E. L. L. (2009) Single-phase to three-phase five-leg converter based on two parallel single-phase rectifiers, In: *2009 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, pp. 850–855.
- Jacobina, C. B.; dos Santos, E. C.; Rocha, N.; de Sá Gouveia, B. e da Silva, E. R. C. (2010) Reversible ac drive systems based on parallel ac/ac dc-link converters, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **46**(4):1456–1467.
- Jacobina, C. B.; de P. D. Queiroz, A.; Maia, A. C. N.; da Silva, E. R. C. e Oliveira, A. C. (2013) Ac-dc-ac multilevel converters based on three-leg converters, In: *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 5312–5319.
- Jahan, H. K.; Naseri, M.; Haji-Esmaili, M. M.; Abapour, M. e Zare, K. (2017) Low component merged cells cascaded-transformer multilevel inverter featuring an enhanced reliability, *IET Power Electronics*, **10**(8):855–862.
- Jahan, H. K.; Zare, K. e Abapour, M. (2018) 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*, **6**(1):429–440.
- Jian-lin, L.; Shu-ju, H.; Mei, L.; Ying, Z.; De-guo, K. e Hong-hua, X. (2008) Research on the application of parallel back-to-back pwm converter on direct-drive wind power system, In: *2008 Third International Conference on Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies*, pp. 2504–2508.
- Kakar, S.; Ayob, S. B. M.; Iqbal, A.; Nordin, N. M.; Arif, M. S. B. e Gore, S. (2021) New asymmetrical modular multilevel inverter topology with reduced number of switches, *IEEE Access*, **9**:27627–27637.
- Kang, F.-S.; Park, S.-J.; Lee, M. H. e Kim, C.-U. (2005) An efficient multilevel-synthesis approach and its application to a 27-level inverter, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **52**(6):1600–1606.
- Kawabata, T. e Higashino, S. (1988) Parallel operation of voltage source inverters, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **24**(2):281–287.

- Ketzer, M. B. e Jacobina, C. B. (2015) Sensorless control technique for pwm rectifiers with voltage disturbance rejection and adaptive power factor, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **62**(2):1140–1151.
- Khadkikar, V. (2012) Enhancing electric power quality using upqc: A comprehensive overview, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **27**(5):2284–2297.
- Khadkikar, V.; Chandra, A.; Barry, A. e Nguyen, T. (2011) Power quality enhancement utilising single-phase unified power quality conditioner: digital signal processor-based experimental validation, *IET Power Electronics*, **4**:323–331(8).
- Kim, S.; Kim, H.-G. e Cha, H. (2017) Dynamic voltage restorer using switching cell structured multilevel ac/ac converter, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **32**(11):8406–8418.
- Konstantopoulos, G. C. e Alexandridis, A. T. (2014) Full-scale modeling, control, and analysis of grid-connected wind turbine induction generators with back-to-back ac/dc/ac converters, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, **2**(4):739–748.
- Kumar, A. e Gupta, R. (2010) Single-phase ac/dc/ac converter using cascaded multilevel inverter, In: *2010 International Conference on Power, Control and Embedded Systems*, pp. 1–5.
- de Lacerda, R. P. (2018) Sistemas Multiníveis de Conversão de Energia Baseados em Conversores Estáticos Conectados em Série e Interconectados, Dissertação (mestrado), Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande.
- de Lacerda, R. P.; Jacobina, C. B.; Fabricio, E. L. L.; Lima, U. G. e Rodrigues, P. L. S. (2018a) Six-leg ac-dc-ac single-phase multilevel converter for grid overvoltage mitigation, In: *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 2135–2142.
- de Lacerda, R. P.; Jacobina, C. B.; Fabricio, E. L. L. e Rodrigues, P. L. S. (2018b) Single-phase ac-dc-ac multilevel converter with transformers applied to grid voltage compensation, In: *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 568–575.
- de Lacerda, R. P.; Jacobina, C. B. e Fabricio, E. L. L. (2019a) Single-phase ac-dc-ac multilevel converter based on parallel-/series-connected three-leg modules, In: *2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 5886–5893.

- de Lacerda, R. P.; Jacobina, C. B. e Fabricio, E. L. L. (2019b) Single-phase five-leg ac-dc-ac multilevel converter to enhance power quality, In: *2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 5479–5486.
- de Lacerda, R. P.; Jacobina, C. B. e Fabricio, E. L. L. (2020a) Single-phase ac-dc-ac multilevel converter based on three-leg modules series-connected to h-bridges through transformers, In: *2020 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 1605–1612.
- de Lacerda, R. P.; Jacobina, C. B.; Fabricio, E. L. L. e Felinto, A. S. (2020b) Single-phase ac-dc-ac multilevel converter using high-frequency link to improve power quality, In: *2020 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 2196–2203.
- de Lacerda, R. P.; Jacobina, C. B.; Fabricio, E. L. L.; Lima, U. e Rodrigues, P. (2020c) Ac-dc-ac single-phase multilevel converters based on three-leg modules cascaded-connected through transformers, *IEEE Transactions on Industry Applications*, pp. 1–1.
- de Lacerda, R. P.; Jacobina, C. B.; Fabricio, E. L. L. e Rodrigues, P. L. S. (2020d) Six-leg single-phase ac-dc-ac multilevel converter with transformers for ups and upqc applications, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **56**(5):5170–5181.
- Lacerda, R. P. d.; Jacobina, C. B.; Freitas, N. B. d.; Mélló, J. P. R. A. e Cunha, M. F. (2021) Cascaded transformer symmetric single-phase multilevel converters with two dc sources, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **57**(5):5157–5169.
- Lee, S. (1995) Optimum design and selection of heat sinks, *IEEE Transactions on Components, Packaging, and Manufacturing Technology: Part A*, **18**(4):812–817.
- Lega, A.; Munk-Nielsen, S.; Blaabjerg, F. e Casadei, D. (2007) Multilevel converters for ups applications: comparison and implementation., In: *2007 European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1–9.
- Leon, J. I.; Portillo, R.; Vazquez, S.; Padilla, J. J.; Franquelo, L. G. e Carrasco, J. M. (2008) Simple unified approach to develop a time-domain modulation strategy for single-phase multilevel converters, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **55**(9):3239–3248.
- Leon, J. I.; Vazquez, S.; Watson, A. J.; Franquelo, L. G.; Wheeler, P. W. e Carrasco, J. M. (2009) Feed-forward space vector modulation for single-phase multilevel cascaded converters with any dc voltage ratio, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **56**(2):315–325.

- Lezana, P.; Rodriguez, J. e Oyarzun, D. A. (2008) Cascaded multilevel inverter with regeneration capability and reduced number of switches, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **55**(3):1059–1066.
- Li, D.; Yang, K.; Zhu, Z. Q. e Qin, Y. (2017) A novel series power quality controller with reduced passive power filter, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **64**(1):773–784.
- Li, J. e Hong, H. (2011) Wthd optimization for single phase multilevel converters with step modulation, In: *IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 4463–4468.
- Liangliang, C.; Lan, X.; Wenbin, H. e Yangguang, Y. (2003) Application of coupled inductors in parallel inverter system, In: *Sixth International Conference on Electrical Machines and Systems, 2003. ICEMS 2003.*, vol. 1, pp. 398–401 vol.1.
- Lin, B.-R. e Hou, Y.-L. (2002) Single-phase integrated power quality compensator based on capacitor-clamped configuration, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **49**(1):173–185.
- Lopez, .; Alvarez, J.; Doval-Gandoy, J. e Freijedo, F. D. (2008) Multilevel multiphase space vector pwm algorithm, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **55**(5):1933–1942.
- Lopez, O.; Alvarez, J.; Doval-Gandoy, J. e Freijedo, F. D. (2009) Multilevel multiphase space vector pwm algorithm with switching state redundancy, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **56**(3):792–804.
- Lu, Y.; Xiao, G.; Wang, X.; Blaabjerg, F. e Lu, D. (2016) Control strategy for single-phase transformerless three-leg unified power quality conditioner based on space vector modulation, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **31**(4):2840–2849.
- Ma, D.; Chen, W. e Ruan, X. (2020) A review of voltage/current sharing techniques for series?parallel-connected modular power conversion systems, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **35**(11):12383–12400.
- Maia, A. C. N. (2017) *Sistemas de Conversão de Energia Multiníveis Obtidos Através da Interconexão de Módulos de Conversores Estáticos de Potência de Dois Níveis*, Tese(doutorado), Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande.
- Maia, A. C. N. e Jacobina, C. B. (2014) Single-phase ac-dc-ac multilevel five-leg converter, *IET Power Electronics*, **7**(11):2733–2742.

- Maia, A. C. N. e Jacobina, C. B. (2017) Single-phase ac-dc-ac topology for grid overvoltage and voltage harmonic mitigation, *IET Power Electronics*, **10**(12):1626–1637.
- Malinowski, M.; Gopakumar, K.; Rodriguez, J. e Pérez, M. A. (2010) A survey on cascaded multilevel inverters, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **57**(7):2197–2206.
- Mazurenko, L. I.; Dzhura, O. V.; Kotsiuruba, A. V. e Shykhnenko, M. O. (2020) A wind-hydro power system using a back-to-back pwm converter and parallel operated induction generators, In: *2020 IEEE Problems of Automated Electrodrive. Theory and Practice (PAEP)*, pp. 1–5.
- McGrath, B. P. e Holmes, D. G. (2002) Multicarrier pwm strategies for multilevel inverters, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **49**(4):858–867.
- McGrath, B. P.; Holmes, D. G. e Lipo, T. (2003) Optimized space vector switching sequences for multilevel inverters, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **18**(6):1293–1301.
- Méllo, J. P. R. A. e Jacobina, C. B. (2017) Single-phase converter with shared leg and generalizations, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **PP**(99):1–1.
- Méllo, J. P. R. A. e Jacobina, C. B. (2019) Asymmetrical cascaded three-phase ac?dc converters with injection transformers, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **55**(3):2800–2812.
- Nasiri, A. e Emadi, A. (2003) Different topologies for single-phase unified power quality conditioners, In: *38th IAS Annual Meeting on Conference Record of the Industry Applications Conference, 2003.*, vol. 2, pp. 976–981 vol.2.
- Omer, P.; Kumar, J. e Surjan, B. S. (2014) Comparison of multicarrier pwm techniques for cascaded h-bridge inverter, In: *Electrical, Electronics and Computer Science (SCEECS), 2014 IEEE Students' Conference on*, pp. 1–6.
- Omer, P.; Kumar, J. e Surjan, B. S. (2020) A review on reduced switch count multilevel inverter topologies, *IEEE Access*, **8**:22281–22302.
- Oskuee, M. R. J.; Karimi, M.; Ravadanegh, S. N. e Gharehpetian, G. B. (2015) An innovative scheme of symmetric multilevel voltage source inverter with lower number of circuit devices, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **62**(11):6965–6973.
- Park, H.-W.; Park, S.-J.; Park, J.-G. e Kim, C.-U. (2001) A novel high-performance voltage regulator for single-phase ac sources, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*,

- 48**(3):554–562.
- Park, J.; Kwon, J.; Kim, E. e Kwon, B. (2008) High-performance transformerless online ups, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **55**(8):2943–2953.
- de Paula Dias Queiroz, A.; Jacobina, C. B.; de Freitas, N. B.; Maia, A. C. N. e Melo, V. F. M. B. (2018a) Single-phase ac-dc-ac multilevel converter based on h-bridges and three-leg converters connected in series, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **54**(5):4696–4706.
- de Paula Dias Queiroz, A.; Jacobina, C. B.; Maia, A. C. N.; Melo, V. F. M. B.; de Freitas, N. B. e de Almeida Carlos, G. A. (2018b) 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*, **54**(5):4584–4593.
- Peng, F. Z. (2003) Z-source inverter, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **39**(2):504–510.
- Pereda, J. e Dixon, J. (2011) High-frequency link: A solution for using only one dc source in asymmetric cascaded multilevel inverters, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **58**(9):3884–3892.
- Pereda, J. e Dixon, J. (2012) 23-level inverter for electric vehicles using a single battery pack and series active filters, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, **61**(3):1043–1051.
- Rocha, N.; Jacobina, C. B.; dos Santos, E. C. e d. B. Cavalcanti, R. M. (2012) Parallel connection of two single-phase ac-dc-ac three-leg converter with interleaved technique, In: *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 639–644.
- Rocha, N.; de Oliveira, . A. C.; de Menezes, E. C.; Jacobina, C. B. e Dias, J. A. A. (2016) Single-phase to three-phase converters with two parallel single-phase rectifiers and reduced switch count, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **31**(5):3704–3716.
- Rocha, N.; da Costa, A. E. L. e Jacobina, C. B. (2018) Parallel of two unidirectional ac-dc-ac three-leg converters to improve power quality, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **33**(9):7782–7794.
- Rodrigues, P. L. S. e Jacobina, C. B. (2018a) Single-phase six-switch universal active power

- filter, In: *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 3175–3182.
- Rodrigues, P. L. S. e Jacobina, C. B. (2018b) Three-leg single-phase universal active power filter, In: *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 3961–3968.
- Rodrigues, P. L. S.; Jacobina, C. B. e Correa, M. B. R. (2016) Single-phase universal active power filter based on ac/ac converters, In: *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 1–8.
- Rodrigues, P. L. S.; Jacobina, C. B.; Correa, M. B. R. e da Silva, I. R. F. M. P. (2017a) Single-phase universal active power filter based on four-leg ac/dc/ac converters, In: *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 2954–2961.
- Rodrigues, P. L. S.; Jacobina, C. B.; de Freitas, N. B. e Correa, M. B. R. (2017b) Single-phase universal active power filter with five-leg ac/dc/ac converter, In: *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 1057–1064.
- Rodrigues, P. L. S.; Jacobina, C. B.; de Rossiter Corrêa, M. B. e da Silva, I. R. F. M. P. (2019) Single-phase universal active power filter based on four-leg ac-dc-ac converters, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **55**(2):1639–1648.
- Rodriguez, J.; Lai, J.-S. e Peng, F. Z. (2002) Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **49**(4):724–738.
- Rodriguez, J.; Bernet, S.; Wu, B.; Pontt, J. O. e Kouro, S. (2007) Multilevel voltage-source-converter topologies for industrial medium-voltage drives, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **54**(6):2930–2945.
- Rodriguez, J.; Franquelo, L. G.; Kouro, S.; Leon, J. I.; Portillo, R. C.; Prats, M. . M. e Perez, M. A. (2009) Multilevel converters: An enabling technology for high-power applications, *Proceedings of the IEEE*, **97**(11):1786–1817.
- Saeedian, M.; Adabi, J. e Hosseini, S. M. (2017) Cascaded multilevel inverter based on symmetric/asymmetric dc sources with reduced number of components, *IET Power Electronics*, **10**(12):1468–1478.
- Santos, W. R. N.; de Moura Fernandes, E.; da Silva, E. R. C.; Jacobina, C. B.; Oliveira, A. C. e Santos, P. M. (2016) Transformerless single-phase universal active filter with ups

- features and reduced number of electronic power switches, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **31**(6):4111–4120.
- Santos Filho, R. M.; Seixas, P. F.; Cortizo, P. C.; Torres, L. A. B. e Souza, A. F. (2008) Comparison of three single-phase pll algorithms for ups applications, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **55**(8):2923–2932.
- Sefa, I.; Altin, N.; Ozdemir, S.; Balci, S.; Bayram, M. B. e Kelebek, H. (2017) Design and loss analysis of lcl filter inductors for two-level and three-level inverters, In: *2017 International Conference on Applied Electronics (AE)*, pp. 1–5.
- Serban, E.; Ngosi, M. e Monk, T. (2008) Parallel operation of multi-mode voltage source inverter modules with equal load sharing in single phase ac systems, In: *2008 11th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment*, pp. 319–326.
- Shahbazi, M.; Mohamadian, M. e Varjani, A. Y. (2016) Parallel operation of series-parallel uninterruptible power supplies, In: *2016 7th Power Electronics and Drive Systems Technologies Conference (PEDSTC)*, pp. 268–272.
- Shanxu, D.; Yu, M.; Jian, X.; Yong, K. e Jian, C. (1999) Parallel operation control technique of voltage source inverters in ups, In: *Power Electronics and Drive Systems, 1999. PEDS '99. Proceedings of the IEEE 1999 International Conference on*, vol. 2, pp. 883–887 vol.2.
- Shen, M.; Joseph, A.; Wang, J.; Peng, F. e Adams, D. (2005) Comparison of traditional inverters and z-source inverter, In: *2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference*, pp. 1692–1698.
- Shih, F.-Y.; Chen, D.; Wu, Y.-P. e Chen, Y.-T. (1996) A procedure for designing emi filters for ac line applications, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **11**(1):170–181.
- Singh, J.; Dahiya, R. e Saini, L. M. (2018) Recent research on transformer based single dc source multilevel inverter: A review, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, **82**:3207 – 3224.
- Song, S. G.; Kang, F. S. e Park, S. J. (2009) Cascaded multilevel inverter employing three-phase transformers and single dc input, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **56**(6):2005–2014.

- Srinath, S. e Bharath, Y. K. (2018) A multilevel inverter topology for driving a single phase induction motor, In: *2018 4th International Conference for Convergence in Technology (I2CT)*, pp. 1–6.
- Steimer, P.; Apeldoorn, O. e Carroll, E. (2000) Igct devices-applications and future opportunities, In: *2000 Power Engineering Society Summer Meeting (Cat. No.00CH37134)*, vol. 2, pp. 1223–1228 vol. 2.
- Su, M.; Wu, S.; Dan, H.; Sun, Y.; Wang, H.; Liu, Y. e Xiong, W. (2020) High-efficiency bidirectional isolated ac/dc converter, In: *2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 2010–2013.
- Suresh, J. (2014) Weighted total harmonic distortion and power quality analysis of space vector modulated voltage source inverters for wecs.
- Thunes, J.; Kerkman, R.; Schlegel, D. e Rowan, T. (1997) Current regulator instabilities on parallel voltage source inverters, In: *Industry Applications Conference, 1997. Thirty-Second IAS Annual Meeting, IAS '97., Conference Record of the 1997 IEEE*, vol. 1, pp. 730–737 vol.1.
- Tolbert, L. M. e Peng, F. Z. (2000) Multilevel converters as a utility interface for renewable energy systems, In: *2000 Power Engineering Society Summer Meeting (Cat. No.00CH37134)*, vol. 2, pp. 1271–1274 vol. 2.
- Tolbert, L. M.; Fang Zheng Peng e Habetler, T. G. (1999) Multilevel converters for large electric drives, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **35**(1):36–44.
- Tolbert, L. M.; Fang Zheng Peng e Habetler, T. G. (2000) A multilevel converter-based universal power conditioner, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **36**(2):596–603.
- Varschavsky, A.; Dixon, J.; Rotella, M. e Moran, L. (2010) Cascaded nine-level inverter for hybrid-series active power filter, using industrial controller, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **57**(8):2761–2767.
- Wang, F.; Wang, Y.; Gao, Q.; Wang, C. e Liu, Y. (2016) A control strategy for suppressing circulating currents in parallel-connected pmsm drives with individual dc links, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **31**(2):1680–1691.

- Wang, H. e Blaabjerg, F. (2014) Reliability of capacitors for dc-link applications in power electronic converters?an overview, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **50**(5):3569–3578.
- Wang, H.; Wang, H.; Zhu, G. e Blaabjerg, F. (2020) An overview of capacitive dc-links-topology derivation and scalability analysis, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **35**(2):1805–1829.
- Wang, Y.; Song, Q.; Zhao, B.; Li, J.; Sun, Q. e Liu, W. (2018) Analysis and optimisation of modulation strategy based on dual-phase-shift for modular multilevel high-frequency-link dc transformer in medium-voltage dc distribution network, *IET Power Electronics*, **11**(2):253–261.
- Wei, X.; Dai, K.; Fang, X.; Geng, P.; Luo, F. e Kang, Y. (2006) Parallel control of three-phase three-wire shunt active power filters, In: *2006 CES/IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conference*, vol. 2, pp. 1–5.
- Xia, Y.; Yu, M.; Peng, Y. e Wei, W. (2018) Modeling and analysis of circulating currents among input-parallel output-parallel nonisolated converters, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **33**(10):8412–8426.
- Zare, F. (2009) EMI issues in modern power electronic systems, *IEEE EMC Society Newsletter*.