



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

# Sistemas Multiníveis de Conversão de Energia Baseados em Conversores Estáticos Conectados em Série e Interconectados

Rodrigo Pereira de Lacerda

Área de Conhecimento: Processamento da Energia

Orientadores:

Prof. Dr.Ing. Cursino Brandão Jacobina

Prof. Dr.Sc. Edgard Luiz Lopes Fabrício

Campina Grande - PB, Brasil

Março de 2018



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

# Sistemas Multiníveis de Conversão de Energia Baseados em Conversores Estáticos Conectados em Série e Interconectados

Rodrigo Pereira de Lacerda

*Dissertação de Mestrado 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 Mestre em Engenharia Elétrica.*

Área de Concentração: Processamento da Energia

Orientadores:

Prof. Dr.Ing. Cursino Brandão Jacobina

Prof. Dr.Sc. Edgard Luiz Lopes Fabrício

Campina Grande - PB, Brasil

Março de 2018

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA BIBLIOTECA CENTRAL DA UFCG

L131s Lacerda, Rodrigo Pereira de.  
Sistemas multiníveis de conversão de energia baseados em conversores estáticos conectados em série e interconectados / Rodrigo Pereira de Lacerda. – Campina Grande, 2018.  
100 f. : il. color.

Dissertação (Mestrado Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática, 2018.  
"Orientação: Prof. Dr. Ing. Cursino Brandão Jacobina, Prof. D.Sc. Edgard Luiz Lopes Fabrício".  
Referências.

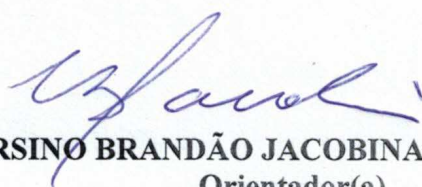
1. Conversores Multiníveis. 2. Conversores Híbridos. 3. Conversor CA/CC/CA. 4.Estratégias PWM. 5. WTHD. 6. Perdas nos Semicondutores. 7. Compensação de Sobretensão. I. Jacobina, Cursino Brandão. II. Fabrício, Edgard Luiz Lopes. III. Título

CDU 621.314.5(043)

**"SISTEMAS MULTINÍVEIS DE CONVERSÃO DE ENERGIA BASEADOS EM  
CONVERSORES ESTÁTICOS CONECTADOS EM SÉRIE E INTERCONECTADOS"**

**RODRIGO PEREIRA DE LACERDA**

**DISSERTAÇÃO APROVADA EM 05/03/2018**



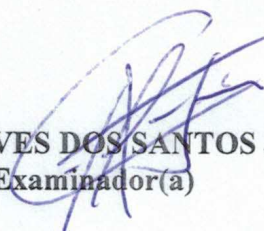
**CURSINO BRANDÃO JACOBINA, Dr.Ing., UFCG**  
Orientador(a)



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



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



**GUTEMBERG GONÇALVES DOS SANTOS JÚNIOR, Dr., UFCG**  
Examinador(a)

**CAMPINA GRANDE - PB**

Aos meus pais,  
pelo cuidado, apoio e incentivo.  
Às minhas irmãs,  
pelo suporte e confiança.  
Aos meus amigos,  
pelos bons momentos  
compartilhados.

*"Não lhe ordenei que seja corajoso e forte? Não fique apavorado nem tenha medo, pois Jeová, seu Deus, estará com você aonde quer que você for."  
(Josué 1:9, Tradução do Novo Mundo da Bíblia Sagrada)*

# Resumo

Neste trabalho são desenvolvidas e analisadas diferentes topologias de conversores multiníveis que podem ser aplicadas em sistemas de conversão e compensação de energia elétrica. São propostas três configurações híbridas trifásicas do tipo CC/CA e CA/CC formadas pela interconexão de módulos de conversores de três braços com braços de dois e três níveis. Essas topologias possuem vantagens em relação às topologias convencionais trifásicas, como àquelas formadas pela interconexão de módulos ponte-H, pois permitem reduzir o nível de tensão nas chaves, o WTHD das tensões e as perdas nos semicondutores. Outras vantagens incluem a facilidade da interconexão dos módulos que compõem a estrutura do conversor e a sua aplicabilidade em sistemas de alta tensão. É proposta também uma configuração multinível do tipo CA/CC/CA monofásica formada pela conexão em série de dois conversores de três braços por meio de dois transformadores, compartilhando o mesmo barramento CC. Esse conversor é comparado com uma topologia já discutida na literatura formada pela conexão em série de dois conversores de três braços com dois barramentos CC. As vantagens apresentadas pela topologia proposta são: redução do WTHD das tensões geradas pelo conversor, redução das perdas totais nos semicondutores, compensação de sobretensões e afundamentos na rede elétrica, redução do número de barramentos CC e simplificação do sistema de controle. Para as topologias estudadas foram desenvolvidos: modelos dinâmicos, técnicas de modulação PWM e estratégias de controle. As estratégias PWM usadas incluem as técnicas *Level-Shifted* (LS-PWM), *Interleaved* e *Space Vector* (SV-PWM). Comparações entre as topologias propostas e as topologias convencionais são realizadas em termos da distorção harmônica e perdas de potência nos semicondutores. São apresentados resultados de simulação e experimentais para validação dos estudos realizados.

**Palavras-chave:** Conversores Multiníveis, Conversores Híbridos, Conversor CA/CC/CA, Estratégias PWM, WTHD, Perdas nos Semicondutores, Compensação de Sobretensão.

# Abstract

In this work are developed and analyzed different topologies of multilevel converters that can be applied in electric energy conversion and compensation systems. Three hybrid three-phase configurations of type DC/AC and CA/DC are proposed. They are formed by interconnecting of three-leg converters, that are built from combinations of two-level and three-level legs. When compared to conventional three-phase converters, such as those formed by interconnecting of H-bridge modules, hybrid configurations proposed present numerous advantages such the reduction level of voltages on switches, reduction of harmonic distortion and losses in semiconductors. Other advantages include a modular structure that leads to easily construction and extension to higher voltage levels. It is also proposed a single-phase multilevel converter of type CA/DC/CA formed by two three-leg converters series-connected throughout two transformers, sharing the same dc-link. This converter is compared to a topology already discussed in the literature formed by cascaded connection of two three-leg converters with two dc-links. The advantages presented by the proposed topology are: reduction of WTHD of voltages generated by the converter, reduction of total losses in the semiconductors, compensation of grid voltage sags/swells, reduction of the number of dc-links and simplification of control system. For studied topologies were developed: dynamic models, PWM techniques and control strategies. The PWM strategies used include Level-Shifted (LS-PWM), Interleaved and Space Vector (SV-PWM) techniques. Proposed topologies are compared with conventional ones in terms of harmonic distortion and semiconductor power losses. Simulation and experimental results are presented for validation purposes.

**Keywords:** Multilevel Converters, Hybrid Converters, AC/DC/AC converter, PWM Strategies, WTHD, Semiconductor Losses, Overvoltage Compensation.



# Índice

Resumo . . . . .	iv
Abstract . . . . .	v
Índice . . . . .	vi
Índice de Tabelas . . . . .	viii
Índice de Figuras . . . . .	x
Lista de Símbolos . . . . .	xvi
Glossário . . . . .	xx
<b>1 Introdução . . . . .</b>	<b>1</b>
1.1 Localização do Tema . . . . .	1
1.2 Revisão Bibliográfica . . . . .	3
1.2.1 Conversores Multiníveis Híbridos Interconectados . . . . .	3
1.2.2 Conversores CA/CC/CA . . . . .	6
1.3 Motivação e Objetivos . . . . .	11
1.4 Organização do Trabalho . . . . .	12
1.5 Produção Científica . . . . .	12
<b>2 Conversores Multiníveis Híbridos Interconectados em Y . . . . .</b>	<b>14</b>
2.1 Introdução . . . . .	14
2.2 Modelo do Sistema . . . . .	15
2.3 Estratégia PWM . . . . .	19
2.4 Esforços nos Dispositivos Semicondutores . . . . .	22

---

2.5	Resultados das Configurações Híbridas Estudadas . . . . .	23
2.5.1	Distorções Harmônicas . . . . .	23
2.5.2	Resultados de Simulação . . . . .	25
2.5.3	Análise das Perdas nos Semicondutores . . . . .	28
2.5.4	Resultados Experimentais . . . . .	31
2.6	Conclusões . . . . .	33
<b>3</b>	<b>Conversor Monofásico CA/CC/CA - Configuração 6L2T . . . . .</b>	<b>36</b>
3.1	Introdução . . . . .	36
3.2	Modelo do Sistema . . . . .	39
3.3	Especificação da Relação de Espiras dos Transformadores . . . . .	41
3.4	Tensão do Barramento CC . . . . .	44
3.5	Estratégias PWM . . . . .	48
3.5.1	Estratégia SV-PWM . . . . .	49
3.5.2	Estratégia LS-PWM . . . . .	53
3.6	Sistema de Controle . . . . .	55
3.7	Análise e Comparação dos Conversores 6L e 6L2T . . . . .	57
3.7.1	Distorção Harmônica . . . . .	57
3.7.2	Tensões Geradas pela Configuração 6L2T . . . . .	60
3.7.3	Perdas nos Semicondutores e nos Transformadores de Isolação . . . . .	65
3.8	Resultados do Sistema . . . . .	69
3.8.1	Resultados de Simulação . . . . .	70
3.8.2	Resultados Experimentais . . . . .	78
3.9	Conclusão . . . . .	79
<b>4</b>	<b>Conclusões Gerais . . . . .</b>	<b>90</b>
4.1	Trabalhos Futuros . . . . .	92
	<b>Agradecimentos . . . . .</b>	<b>93</b>
	<b>Referências Bibliográficas . . . . .</b>	<b>94</b>

# Índice de Tabelas

2.1	Estado das chaves para cada topologia estudada. . . . .	22
2.2	Tensão de bloqueio e correntes conduzidas pelas chaves semicondutoras. . . . .	22
2.3	Parâmetros usados nas simulações para análise de WTHD . . . . .	24
2.4	WTHD das tensões geradas pelos conversores(%) . . . . .	24
2.5	Frequências das Portadoras (kHz) - Todas as Topologias com mesmo WTHD	25
3.1	Análise da topologia 6L2T operando com níveis de tensão iguais na entrada e na saída do sistema. . . . .	42
3.2	Análise da topologia 6L2T operando com nível de tensão na saída igual a duas vezes o nível de tensão na entrada do sistema. . . . .	42
3.3	Análise da topologia 6L2T operando com nível de tensão na entrada igual a duas vezes o nível de tensão na saída do sistema. . . . .	43
3.4	Valores de WTHD (%) para o caso $E_g = 220V_{rms}$ e $V_l = 220V_{rms}$ e o sistema operando sem sobretensão. . . . .	59
3.5	Valores de WTHD (%) para o caso $E_g = 220V_{rms}$ e $V_l = 220V_{rms}$ e o sistema operando com sobretensão. . . . .	59
3.6	Valores de WTHD (%) para o caso $E_g = 110V_{rms}$ e $V_l = 220V_{rms}$ e o sistema operando sem sobretensão. . . . .	59
3.7	Valores de WTHD (%) para o caso $E_g = 110V_{rms}$ e $V_l = 220V_{rms}$ e o sistema operando com sobretensão. . . . .	60
3.8	Valores de WTHD (%) para o caso $E_g = 220V_{rms}$ e $V_l = 110V_{rms}$ e o sistema operando sem sobretensão. . . . .	60
3.9	Valores de WTHD (%) para o caso $E_g = 220V_{rms}$ e $V_l = 110V_{rms}$ e o sistema operando com sobretensão. . . . .	60

---

3.10	Parâmetros utilizados na simulação computacional e nos testes experimentais para o cenário em que a amplitude das tensões na entrada e na saída do sistema são iguais ( $N_g = 1/2$ e $N_l = 1/3$ ) . . . . .	70
3.11	Parâmetros utilizados na simulação computacional e nos testes experimentais para o cenário em que o valor nominal da tensão de saída é duas vezes o valor nominal da tensão de entrada ( $N_g = 1/3$ e $N_l = 1$ ) . . . . .	70
3.12	Parâmetros utilizados na simulação computacional e nos testes experimentais para o cenário em que o valor nominal da tensão de entrada é duas vezes o valor nominal da tensão de saída ( $N_g = 2$ e $N_l = 1/3$ ) . . . . .	71

# Índice de Figuras

1.1	Módulos de conversores de três braços. . . . .	4
1.2	Conversores multiníveis híbridos. (a) Com diferentes tipos de braços no mesmo módulo conversor. (b) Com módulos em diferentes características nominais. (c) Com diferentes módulos de conversores convencionais interconectados. . . . .	5
1.3	Aplicação de conversores CA/CC/CA em sistemas UPS . . . . .	8
1.4	Aplicações de conversores CA/CC/CA em sistemas UPQC. . . . .	8
1.5	Topologias com braços compartilhados. (a) Topologia com três braços. (b) Topologia com seis braços. . . . .	10
2.1	Topologias convencionais com conversores Ponte-H conectados em Y. (a) Topologia com seis braços de dois níveis (62L). (b) Topologia com três módulos híbridos (32L-33L). (c) Topologia com seis braços de três níveis (63L). . . . .	16
2.2	Topologias compostas por módulos de três braços interconectados em Y. (a) 92L. (b) 62L-33L. (c) 32L-63L. (d) 93L. . . . .	17
2.3	Circuito equivalente generalizado para as topologias com módulos de três braços interconectados em Y. . . . .	18
2.4	LSPWM e <i>Interleaved</i> PWM aplicadas as topologias estudadas. (a) Para a topologia 92L. (b) Para as demais topologias. . . . .	20
2.5	Tensão gerada pela topologia 92L. . . . .	26
2.6	Tensão gerada pela topologia 92L com aplicação da técnica <i>Interleaved</i> PWM. . . . .	27
2.7	Tensão gerada pela topologia 62L-33L. . . . .	27
2.8	Tensão gerada pelas topologias 32L-63L e 93L. . . . .	28
2.9	Avaliação das perdas nos semicondutores para o Cenário A - menor corrente e menor tensão. . . . .	29

2.10	Avaliação das perdas nos semicondutores para o Cenário B - maior corrente.	30
2.11	Avaliação das perdas nos semicondutores para o cenário C - maior tensão. . .	31
2.12	Tensão gerada pela topologia 92L. . . . .	32
2.13	Tensão gerada pela topologia 92L. . . . .	33
2.14	Tensão gerada pela topologia 92L. . . . .	34
3.1	Circuito da Topologia 6L2T. . . . .	38
3.2	Circuito Equivalente da Topologia 6L2T. . . . .	40
3.3	Circuito equivalente simplificado da topologia 6L2T. . . . .	41
3.4	Tensão mínima do barramento CC em função de $\theta_{lg}$ para o cenário em que a amplitude das tensões na entrada e saída do sistema são iguais. (a) Com capacidade de sobretensão de 12,5%. (b) Com capacidade de sobretensão de 33%. (c) Com capacidade de sobretensão de 50%. . . . .	46
3.5	Tensão mínima do barramento CC em função de $\theta_{lg}$ para o cenário em que o valor nominal da tensão de saída é duas vezes o valor nominal da tensão de entrada. (a) Com capacidade de sobretensão de 33%. (b) Com capacidade de sobretensão de 50%. (c) Com capacidade de sobretensão de 77%. . . . .	47
3.6	Tensão mínima do barramento CC em função de $\theta_{lg}$ para o cenário em que o valor nominal da tensão de entrada é duas vezes o valor nominal da tensão de saída. (a) Com capacidade de sobretensão de 12,5%. (b) Com capacidade de sobretensão de 33%. . . . .	48
3.7	Diagramas vetoriais $v_l$ x $v_g$ para o cenário em que a amplitude das tensões na entrada e saída do sistema são iguais. (a) Com capacidade de sobretensão de 12,5%. (b) Com capacidade de sobretensão de 33%. (c) Com capacidade de sobretensão de 50%. . . . .	51
3.8	Diagramas vetoriais $v_l$ x $v_g$ para o cenário em que o valor nominal da tensão de saída é duas vezes o valor nominal da tensão de entrada. (a) Com capacidade de sobretensão de 33%. (b) Com capacidade de sobretensão de 50%. (c) Com capacidade de sobretensão de 77%. . . . .	52
3.9	Diagramas vetoriais $v_l$ x $v_g$ para o cenário em que o valor nominal da tensão de entrada é duas vezes o valor nominal da tensão de saída. (a) Com capacidade de sobretensão de 12,5%. (b) Com capacidade de sobretensão de 33%. . . . .	53

3.10	Portadoras triangulares usadas pelo LS-PWM. (a) Quando $N \neq 1$ . (b) Quando $N = 1$ . . . . .	55
3.11	Diagrama de controle do sistema 6L2T. . . . .	56
3.12	Tensões geradas para o caso em que $E_g = 220V_{rms}$ e $V_l = 220V_{rms}$ com capacidade de sobretensão de 12,5%. . . . .	62
3.13	Tensões geradas para o caso em que $E_g = 220V_{rms}$ e $V_l = 220V_{rms}$ com capacidade de sobretensão de 33%. . . . .	62
3.14	Tensões geradas para o caso em que $E_g = 220V_{rms}$ e $V_l = 220V_{rms}$ com capacidade de sobretensão de 50%. . . . .	63
3.15	Tensões geradas para o caso em que $E_g = 110V_{rms}$ e $V_l = 220V_{rms}$ . . . . .	63
3.16	Tensões geradas para o caso em que $E_g = 220V_{rms}$ e $V_l = 110V_{rms}$ com capacidade de sobretensão de 12,5%. . . . .	64
3.17	Tensões geradas para o caso em que $E_g = 220V_{rms}$ e $V_l = 110V_{rms}$ com capacidade de sobretensão de 33%. . . . .	64
3.18	Avaliação das perdas nos dispositivos semicondutores quando a amplitude das tensões na entrada e saída do sistema são iguais - Cenários A e B. . . . .	67
3.19	Avaliação das perdas nos dispositivos semicondutores quando o valor nominal da tensão de saída é duas vezes o valor nominal da tensão de entrada - Cenários A e B. . . . .	68
3.20	Avaliação das perdas nos dispositivos semicondutores quando o valor nominal da tensão de entrada é duas vezes o valor nominal da tensão de saída - Cenário C. . . . .	69
3.21	Resultado de simulação do sistema em condições nominais de operação quando as amplitudes das tensões na entrada e saída são iguais ( $N_g = 1/2$ e $N_l = 1/3$ ). (a) Tensões geradas na entrada ( $v_g$ ) e na saída ( $v_l$ ) e correntes na rede ( $i_g$ ) e na carga ( $i_l$ ). (b) Corrente $i_g$ em fase com a tensão da rede ( $e_g$ ) e tensão do barramento CC ( $v_C$ ) controlada. (c) Transitório de carga. . . . .	72
3.22	Resultado de simulação. Afundamento de tensão na rede elétrica no cenário em que as amplitudes das tensões na entrada e saída são iguais ( $N_g = 1/2$ e $N_l = 1/3$ ). (a) Tensões ( $v_g, v_l$ ) e correntes ( $i_g, i_l$ ). (b) Tensão ( $e_g$ ) e corrente $i_g$ na rede e tensão do barramento CC ( $v_C$ ). . . . .	73

3.23	Resultado de simulação. Sobretensão na rede elétrica no cenário em que as amplitudes das tensões na entrada e saída são iguais ( $N_g = 1/2$ e $N_l = 1/3$ ). (a) Tensões ( $v_g, v_l$ ) e correntes ( $i_g, i_l$ ). (b) Tensão ( $e_g$ ) e corrente $i_g$ na rede e tensão do barramento CC ( $v_C$ ). . . . .	73
3.24	Resultado de simulação do sistema em condições nominais de operação quando a amplitude da tensão na saída é o dobro da tensão na entrada ( $N_g = 1/3$ e $N_l = 1$ ). (a) Tensões geradas na entrada ( $v_g$ ) e na saída ( $v_l$ ) e correntes na rede ( $i_g$ ) e na carga ( $i_l$ ). (b) Corrente $i_g$ em fase com a tensão da rede ( $e_g$ ) e tensão do barramento CC ( $v_C$ ) controlada. (c) Transitório de carga. . . . .	74
3.25	Resultado de simulação. Afundamento de tensão na rede elétrica no cenário em que a amplitude da tensão na saída é o dobro da tensão na entrada ( $N_g = 1/3$ e $N_l = 1$ ). (a) Tensões ( $v_g, v_l$ ) e correntes ( $i_g, i_l$ ). (b) Tensão ( $e_g$ ) e corrente $i_g$ na rede e tensão do barramento CC ( $v_C$ ). . . . .	75
3.26	Resultado de simulação. Sobretensão na rede elétrica no cenário em que a amplitude da tensão na saída é o dobro da tensão na entrada ( $N_g = 1/3$ e $N_l = 1$ ). (a) Tensões ( $v_g, v_l$ ) e correntes ( $i_g, i_l$ ). (b) Tensão ( $e_g$ ) e corrente $i_g$ na rede e tensão do barramento CC ( $v_C$ ). . . . .	75
3.27	Resultado de simulação do sistema em condições nominais de operação quando a amplitude da tensão na entrada é o dobro da tensão na saída ( $N_g = 2$ e $N_l = 1/3$ ). (a) Tensões geradas na entrada ( $v_g$ ) e na saída ( $v_l$ ) e correntes na rede ( $i_g$ ) e na carga ( $i_l$ ). (b) Corrente $i_g$ em fase com a tensão da rede ( $e_g$ ) e tensão do barramento CC ( $v_C$ ) controlada. (c) Transitório de carga. . . . .	76
3.28	Resultado de simulação. Afundamento de tensão na rede elétrica no cenário em que a amplitude da tensão na entrada é o dobro da tensão na saída ( $N_g = 2$ e $N_l = 1/3$ ). (a) Tensões ( $v_g, v_l$ ) e correntes ( $i_g, i_l$ ). (b) Tensão ( $e_g$ ) e corrente $i_g$ na rede e tensão do barramento CC ( $v_C$ ). . . . .	77
3.29	Resultado de simulação. Sobretensão na rede elétrica no cenário em que a amplitude da tensão na entrada é o dobro da tensão na saída ( $N_g = 2$ e $N_l = 1/3$ ). (a) Tensões ( $v_g, v_l$ ) e correntes ( $i_g, i_l$ ). (b) Tensão ( $e_g$ ) e corrente $i_g$ na rede e tensão do barramento CC ( $v_C$ ). . . . .	77
3.30	Plataforma experimental. . . . .	78



- 3.31 Resultado Experimental. Conversor 6L2T operando em condições nominais no cenário em que as amplitudes das tensões na entrada e na saída do sistema são iguais ( $N_g = 1/2$  e  $N_l = 1/3$ ). (a) Tensões ( $v_g, v_l$ ) e correntes ( $i_g, i_l$ ). (b) Tensão ( $e_g$ ) e corrente  $i_g$  na rede e tensão do barramento CC ( $v_C$ ). . . . . 80
- 3.32 Resultado Experimental. Conversor 6L2T operando com sobretensão de 12,5% na rede elétrica no cenário em que as amplitudes das tensões na entrada e na saída do sistema são iguais ( $N_g = 1/2$  e  $N_l = 1/3$ ). (a) Tensões ( $v_g, v_l$ ) e correntes ( $i_g, i_l$ ). (b) Tensão ( $e_g$ ) e corrente  $i_g$  na rede e tensão do barramento CC ( $v_C$ ). . . . . 81
- 3.33 Resultado Experimental. Atuação do sistema de controle para um transitório de carga no cenário em que o conversor 6L2T opera em condições nominais com amplitudes de tensões na entrada e na saída do sistema iguais ( $N_g = 1/2$  e  $N_l = 1/3$ ). . . . . 82
- 3.34 Resultado Experimental. Conversor 6L2T operando em condições nominais no cenário em que a amplitude da tensão na saída do sistema é o dobro da tensão na entrada ( $N_g = 1/3$  e  $N_l = 1$ ). (a) Tensões ( $v_g, v_l$ ) e correntes ( $i_g, i_l$ ). (b) Tensão ( $e_g$ ) e corrente  $i_g$  na rede e tensão do barramento CC ( $v_C$ ). . . . . 84
- 3.35 Resultado Experimental. Conversor 6L2T operando com sobretensão de 30% na rede elétrica no cenário em que a amplitude da tensão na saída do sistema é o dobro da tensão na entrada ( $N_g = 1/3$  e  $N_l = 1$ ). (a) Tensões ( $v_g, v_l$ ) e correntes ( $i_g, i_l$ ). (b) Tensão ( $e_g$ ) e corrente  $i_g$  na rede e tensão do barramento CC ( $v_C$ ). . . . . 85
- 3.36 Resultado Experimental. Atuação do sistema de controle para um transitório de carga no cenário em que o conversor 6L2T opera em condições nominais com amplitude de tensão na saída do sistema igual ao dobro da tensão na entrada ( $N_g = 1/3$  e  $N_l = 1$ ). . . . . 86
- 3.37 Resultado Experimental. Conversor 6L2T operando em condições nominais no cenário em que a amplitude da tensão na entrada do sistema é o dobro da tensão na saída ( $N_g = 2$  e  $N_l = 1/3$ ). (a) Tensões ( $v_g, v_l$ ) e correntes ( $i_g, i_l$ ). (b) Tensão ( $e_g$ ) e corrente  $i_g$  na rede e tensão do barramento CC ( $v_C$ ). . . . . 87

---

3.38	Resultado Experimental. Conversor 6L2T operando com sobretensão de 12,5% na rede elétrica no cenário em que a amplitude da tensão na entrada do sistema é o dobro da tensão na saída ( $N_g = 2$ e $N_l = 1/3$ ). (a) Tensões ( $v_g, v_l$ ) e correntes ( $i_g, i_l$ ). (b) Tensão ( $e_g$ ) e corrente $i_g$ na rede e tensão do barramento CC ( $v_C$ ). . . . .	88
3.39	Resultado Experimental. Atuação do sistema de controle para um transitório de carga no cenário em que o conversor 6L2T opera em condições nominais com amplitude de tensão na entrada do sistema igual ao dobro da tensão na saída ( $N_g = 2$ e $N_l = 1/3$ ). . . . .	89

# Lista de Símbolos

$v_{gk}$	– Tensão instantânea da rede elétrica para $k = 1, 2, 3$ .
$v_{sk}$	– Tensão na saída do conversor.
$L_s$	– Indutância da fonte de alimentação.
$L_r$	– Indutância que conecta os braços internos do conversor.
$z_g$	– Impedância do indutor fonte alimentação.
$z_r$	– Impedância do indutor que conecta os braços internos.
$v_{t_k 0_k}$	– Tensões de polo para $t = a, b, c$ e $k = 1, 2, 3$ .
$v_{\alpha n}$	– Tensão entre o ponto $\alpha$ e o ponto $n$ do conversor.
$i_{ok}$	– Corrente de circulação.
$u_{ok}$	– Tensão de circulação.
$i_{ak}, i_{bk}, i_{ck}$	– Correntes nos braços dos conversores.
$v_{C_{min}}$	– Tensão mínima do barramento CC.
$V_s$	– Módulo das tensões de fase geradas pelo conversor.
*	– Como sobrescrito, define uma variável de referência.
$q_{tk}$	– Estado da chave superior do braço $t$ .
$v_C$	– Tensão do barramento CC.
$v_{\alpha n}^* \max$	– Limite superior da variável de tensão auxiliar de referência $v_{\alpha n}^*$ .
$v_{\alpha n}^* \min$	– Limite inferior da variável de tensão auxiliar de referência $v_{\alpha n}^*$ .

$\mu_{\alpha n}^*$	–	Parâmetro da modulação PWM utilizado pelo conversor.
$a_k, b_k, c_k$	–	Braços do conversor.
$Y_1$	–	Amplitude da componente fundamental da tensão.
$N_h$	–	Número de harmônicos levados em consideração.
$h$	–	Número do harmônico considerado.
$Y_h$	–	Amplitude da componente harmônica de ordem $h^{th}$ .
$P$	–	Potência do sistema.
$V_l^*$	–	Referência de tensão na carga.
$f_c$	–	Frequência de amostragem/frequência da portadora.
$f_l$	–	Frequência da carga.
$f_{pl}$	–	Fator de potência da carga.
$P_{sw}$	–	Perdas por chaveamento.
$P_{cd}$	–	Perdas por condução.
$P_t$	–	Perdas totais.
$v_{C_a}$	–	Tensão do barramento CC do conversor $a$ da topologia 6L.
$v_{C_b}$	–	Tensão do barramento CC do conversor $b$ da topologia 6L.
$T_g$	–	Transformador do lado da rede na topologia 6L2T.
$T_l$	–	Transformador do lado da carga na topologia 6L2T.
$N_g$	–	Relação de espiras do transformador $T_g$ .
$N_l$	–	Relação de espiras do transformador $T_l$ .
$e_g$	–	Tensão da rede elétrica.
$E_g$	–	Amplitude da tensão da rede elétrica.
$X_g, z_g$	–	Impedância associada ao indutor de acoplamento da rede elétrica.

$r_g$	– Resistência interna do indutor de acoplamento.
$l_g$	– Indutância interna do indutor de acoplamento.
$i_g$	– Corrente da rede elétrica.
$i_l$	– Corrente da carga.
$i_h$	– Corrente do braço compartilhado.
$i_{g_b}, i_{l_b}, i_{h_b}$	– Correntes no lado primário dos transformadores.
$s_k$	– Braço $k$ do conversor $s$ , considerando $k = a, b$ e $s = g, h, l$ .
$q_{s_k}$	– Estado da chave superior do braço $s_k$ .
$\bar{q}_{s_k}$	– Estado da chave inferior do braço $s_k$ .
$v_{s_k 0}$	– Tensão de polo (tensão entre o ponto $s_k$ e o ponto 0)
$v_g$	– Tensão sintetizada pelo conversor do lado da rede elétrica.
$v_l$	– Tensão sintetizada pelo conversor do lado da carga.
$V_g$	– Amplitude de $v_g$ .
$V_l$	– Amplitude de $v_l$ .
$v_{g_{bt}}$	– Tensão no primário do transformador $T_g$ .
$v_{l_{bt}}$	– Tensão no primário do transformador $T_l$ .
$v_{g_b}$	– Tensão no secundário do transformador $T_g$ .
$v_{l_b}$	– Tensão no secundário do transformador $T_l$ .
0	– Ponto médio do respectivo barramento CC $k$ .
$v_{g_{ab}}, v_{l_{ab}}, v_{h_{abg}}, v_{g_{abl}}$	– Variáveis auxiliares utilizadas pelos conversores 6L e SLTL.
$\delta_g$	– Ângulo da tensão da rede elétrica $e_g$ .
$\theta_g$	– Ângulo da tensão $v_g$ .
$\phi_l$	– Ângulo do fator de potência da carga.

$\theta_{lg}$	– Ângulo entre as tensões $v_g$ e $v_l$ .
$\mathbf{v}_{n_a n_b}$	– Vetor de tensão no plano vetorial.
$n_a, n_b$	– Números binários $\{q_{g_a}, q_{l_a}, q_{h_a}\}$ e $\{q_{g_b}, q_{l_b}, q_{h_b}\}$ .
$\mathbf{v}_x, \mathbf{v}_y$ e $\mathbf{v}_z$	– Vetores de tensão nos vértices de cada triângulo do plano vetorial.
$t_x, t_y$ e $t_z$	– Tempos de aplicação dos vetores $\mathbf{v}_x, \mathbf{v}_y$ e $\mathbf{v}_z$ , respectivamente.
$T$	– Período de amostragem.
$v_x^*, v_y^*$	– Variável auxiliar da técnica LS-PWM.
$G_R$	– Função de referência do controlador PI ressonante.
$k_a, k_b$ e $k_c$	– Ganhos do controlador PI ressonante.
$I_g^*$	– Amplitude da corrente $i_g$ de referência.
$\omega$	– Frequência angular da rede elétrica.
$C$	– Capacitância do barramento CC.
$f_g$	– Frequência da rede.
$f_l$	– Frequência da carga.
$r_l$	– Resistência da carga.
$l_l$	– Indutância da carga.
$Z_b$	– Impedância de base.

# Glossário

- UPS – Fonte de Alimentação Ininterrupta (*Uninterruptible Power Supply*).
- HVDC – Transmissão em Corrente Contínua (*High-Voltage Direct Current*).
- VTCD – Variações de Tensão de Curta Duração.
- VTLD – Variações de Tensão de Longa Duração.
- NPC – Ponto de Neutro Grampeado (*Neutral-Point Clamped*).
- FC – Capacitor Flutuante (*Flying Capacitor*).
- CHB – Ponte-H em Cascata (*Cascaded H-bridge*).
- 92L – *Nine Two-Level Legs Topology*.
- 62L-33L – *Six Two-Level Legs and Three Three-Level Legs Topology*.
- 32L-63L – *Three Two-Level Legs and Six Three-Level Legs Topology*.
- 93L – *Nine Three-Level Legs Topology*.
- 62L – *Three Two-Level H-bridge Topology*.
- 32L-33L – *Three Hybrid H-bridges Topology*.
- 63L – *Three Three-Level H-bridges Topology*.
- 6L – *Six-Leg Topology*.
- 6L2T – *Six-Leg with Two Transformers Topology*.
- AC – *Alternating Current*.
- CA – Corrente Alternada.
- CC – Corrente Contínua.

- DC – *Direct Current.*
- DSP – *Digital Signal Processors.*
- FPGA – *Field Programmable Gate Array.*
- IGBTs – Transistor Bipolar de Porta Isolada (*Insulated Gate Bipolar Transistor*).
- MOSFETs – Transistor de Efeito de Campo de Semicondutor de Óxido Metálico (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*).
- LEIAM – Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamento de Máquinas.
- LS-PWM – *Level-Shifted PWM.*
- PI – Proporcional Integral.
- PS-PWM – *Phase-Shifted PWM.*
- PWM – *Pulse Width Modulation.*
- WTHD – Distorção Harmônica Total Ponderada (*Weighted Total Harmonic Distortion*).
- PLL – Phase-Locked-Loop.
- $SG - i_g$  – Synchronize and generate  $i_g$ .
- $SG - v_l$  – Synchronize and generate  $v_l$ .
- $R_v$  – Controlador PI da tensão do barramento CC.
- $R_i$  – Controlador PI ressonante da corrente da rede elétrica.



# 1

## Introdução

### 1.1 Localização do Tema

Eletrônica de potência é uma área da engenharia elétrica que trata das aplicações de dispositivos semicondutores de potência, como tiristores e transistores, na conversão e no controle de energia elétrica, podendo assim ser definida também como uma ciência aplicada dedicada ao estudo dos conversores estáticos que funcionam como processadores de potência elétrica (Barbi, 2005).

Os conversores estáticos são empregados para controlar o fluxo de energia elétrica entre dois ou mais sistemas elétricos, utilizando para isso circuitos de eletrônica de potência baseados em componentes semicondutores que operam como chaves (IGBTs, MOSFETs, etc) e diodos de potência (Wilson, 2000; Lee e Barbosa, 2001). Estes dispositivos são uma alternativa viável para o processamento de energia por apresentarem baixas perdas no chaveamento, alta confiabilidade e menor custo em comparação com outros dispositivos usados com o mesmo objetivo, tais como: válvulas à vácuo, conversores rotativos, etc. A conversão realizada pelos conversores estáticos pode ser do tipo CC/CC, CC/CA, CA/CC, CA/CC/CA (Mohan, 1988; van Wyk et al., 2001).

Os avanços nas áreas da microeletrônica e da eletrônica de potência contribuíram para a popularização dos conversores estáticos que têm sido destinados às mais diversas aplicações em ambientes residenciais, industriais, comerciais, aeroespaciais e militares (Bose, 2000).

Pode-se citar algumas dentre as várias aplicações dos conversores estáticos: fontes chaveadas; controle de motores de corrente contínua; controle de motores de corrente alternada (síncronos, de indução e a relutância); conversores para soldagem; sistemas de iluminação; carregadores de bateria; transmissão em corrente contínua (HVDC); fontes ininterruptas (UPS) em baixa e média tensão; filtros ativos de potência; e, compensadores estáticos de potência reativa. Percebe-se assim que esses circuitos também podem ser usados para garantir as exigências de controle, qualidade e uso eficiente da energia elétrica, podendo ser empregados para solucionar problemas que afetam as características dos sinais de tensão e corrente dos sistemas, como por exemplo, interrupções, distorções das formas de onda, variações de tensão de curta duração (VTCD), variações de tensão de longa duração (VTLD), variações na frequência e variações no valor eficaz da tensão.

As aplicações de conversores estáticos utilizados na alimentação e acionamento de cargas vêm demandando níveis de potência cada vez maiores. Porém, os componentes semicondutores utilizados na sua construção possuem limitação quanto à corrente conduzida e a tensão máxima de bloqueio. Para lidar com essa problemática, pesquisadores e engenheiros perceberam a necessidade de associar esses componentes em série e/ou paralelo em aplicações de alta potência e/ou alta tensão. As associações destes dispositivos deram origem aos conversores chamados multiníveis (Gonçalves, 2011). Este procedimento consiste principalmente em dividir a tensão ou corrente total de um conversor entre um número determinado de conversores menores. Por meio dessas associações é possível também obter níveis intermediários de tensão ou de corrente que proporcionam a síntese de uma forma de onda alternada em degraus suaves (multiníveis), com baixa distorção harmônica (Barbi, 2000; Lai e Peng, 1996).

Em comparação com os conversores estáticos de dois níveis, os conversores multiníveis apresentam-se como uma boa solução para a demanda de dispositivos com uma maior capacidade de processamento de energia (maior potência), pois trazem os seguintes benefícios: operação com baixas frequências de chaveamento e nível de potência reduzido, assim como também redução do conteúdo harmônico das tensões geradas, exigindo um filtro menor na sua saída e obtendo uma melhor resposta do sistema (Malinowski et al., 2010). Os conversores multiníveis costumam também apresentar boas características como baixa interferência eletromagnética, redução da derivada da tensão em cada comutação, redução na tensão de

modo comum, alta eficiência, entre outras. Por esse motivo, atualmente os conversores multiníveis são os mais utilizados em aplicações industriais, como na indústria de petróleo e gás, química e outras, na geração e transmissão de energia, e em equipamentos que visam melhorar a qualidade da energia, chamando a atenção de muitos pesquisadores e engenheiros que têm desenvolvido diversos trabalhos no tema (Rodriguez et al., 2002; Meynard et al., 2002).

## 1.2 Revisão Bibliográfica

Esta seção apresenta uma revisão das publicações científicas produzidas nos últimos anos nos seguintes temas: conversores multiníveis híbridos formados a partir da interconexão de conversores multiníveis convencionais e conversores CA/CC/CA conectados em série alimentando cargas monofásicas.

### 1.2.1 Conversores Multiníveis Híbridos Interconectados

Diversas topologias de conversores multiníveis têm sido desenvolvidas nos últimos anos para aplicações em média e alta tensão. Isso se deve especialmente à sua maior capacidade de processamento de energia e de sintetizar formas de onda de tensão e corrente com reduzido conteúdo harmônico. Essas características contribuem para que haja uma diminuição dos esforços de tensão e corrente sobre os dispositivos semicondutores que operam com baixas frequências de chaveamento e nível de potência reduzido em comparação com os conversores convencionais de dois níveis. Além disso, as topologias multiníveis podem proporcionar aos sistemas maior capacidade de tolerâncias a falha, tornando-os mais confiáveis (Rodriguez et al., 2002).

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 converter*) são as topologias convencionais mais conhecidas e amplamente estudadas na literatura (Ruiz-Caballero et al., 2010). Diversas topologias foram propostas a partir destas três, dentre elas, as topologias multiníveis formadas pela interconexão em cascata de módulos de conversores ponte-H monofásicos conforme discutido em (Lai e Peng, 1996). Em (Wen e Smedley, 2008; Wen et al., 2010) são propos-

tas configurações de conversores multiníveis formados pela interconexão de conversores em cascata com braços de dois e três níveis. Essas associações mostraram-se vantajosas no que diz respeito a aumentar o número de níveis das tensões geradas pelos conversores e reduzir o nível de tensão em cada chave, diminuindo assim as perdas por chaveamento.

Baseando-se nas estruturas CHB, outras topologias de conversores multiníveis podem ser construídas a partir da interconexão de módulos de conversores de três braços (ver Figura 1.1) em estrela (Y) ou delta ( $\Delta$ ) (Fabricio et al., 2016; Fabricio et al., 2015). Essas estruturas podem ser aplicadas com a função de inversor ou retificador. No primeiro caso, torna-se necessário uma fonte CC isolada por módulo, enquanto que no segundo, as tensões dos barramentos CC devem ser reguladas por meio de controladores. Assim como os módulos de conversores ponte-H, os módulos de conversores com três braços têm sido amplamente usados em aplicações de média e alta tensão que requerem boas características de modularidade (Fabricio et al., 2016; Fabricio et al., 2017).

As topologias de conversores multiníveis compostas pela associação em cascata de duas ou mais diferentes topologias para sintetizar os  $n$  níveis de tensão da saída do conversor são referenciadas na literatura como conversores multiníveis híbridos. Essas estruturas têm sido aplicadas em sistemas de compensação de energia (Haddad et al., 2015), em sistemas fotovoltaicos (Chattopadhyay et al., 2012) e para o acionamento de máquinas (da Silva et al., 2015), além de diversas outras aplicações (Cao e Xie, 2013; Silva et al., 2011).

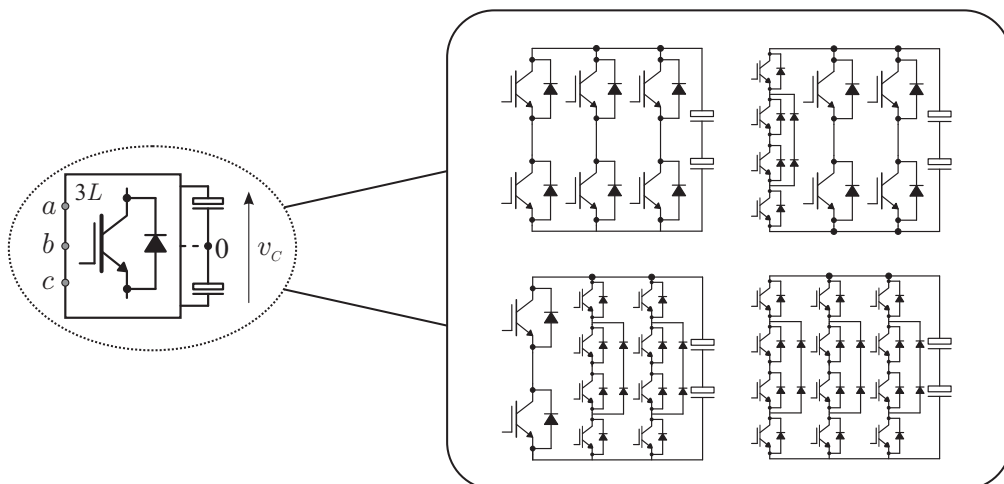


Figura 1.1: Módulos de conversores de três braços.

Alguns conversores multiníveis híbridos conhecidos na literatura apresentam as seguin-

tes características: i) diferentes tipos de braços no mesmo módulo conversor (ver Figura 1.2a) (Ruiz-Caballero et al., 2010; Haddad et al., 2015); ii) módulos com diferentes características nominais de tensão e corrente (ver Figura 1.2b) (Manjrekar et al., 1999); e iii) diferentes módulos de conversores convencionais interconectados (ver Figura 1.2c) (Chattopadhyay et al., 2012; da Silva et al., 2015; Melo et al., 2017).

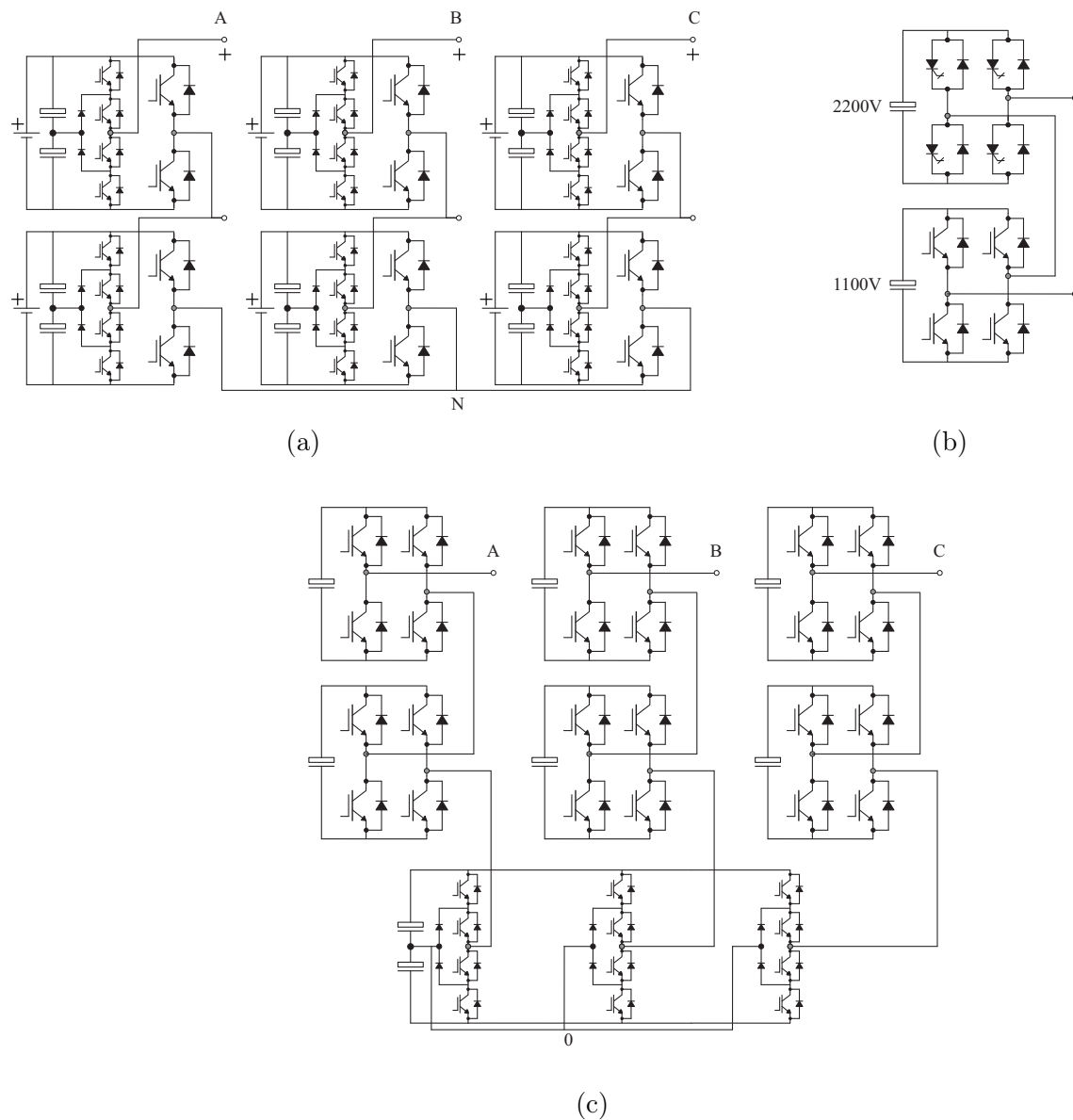


Figura 1.2: Conversores multiníveis híbridos. (a) Com diferentes tipos de braços no mesmo módulo conversor. (b) Com módulos em diferentes características nominais. (c) Com diferentes módulos de conversores convencionais interconectados.

Em (Kai et al., 2005) é discutida uma topologia formada a partir da associação de módulos com braços de dois e três níveis (NPC) que pode ser aplicado em sistemas de alta tensão.

Em comparação com as topologias convencionais de conversores em cascata, o conversor proposto pode sintetizar, com o mesmo número de chaves semicondutoras, tensões com um maior número de níveis e com baixo conteúdo harmônico. Já em (Veenstra e Rufer, 2005) é apresentada uma estrutura trifásica formada por módulos NPC e conversores ponte-H que sintetiza tensões com até nove níveis. Em (Manjrekar et al., 1999) é estudado um conversor CHB com diferentes tensões de alimentação em cada módulo e formado por diferentes tipos de chaves semicondutoras (IGCTs e IGBTs). Essa topologia apresentou boas características em termos de qualidade de energia e eficiência para aplicações de alta tensão. Na literatura podem ser encontrados vários outros exemplos de conversores multiníveis híbridos que apresentam boa performance em aplicações de média e alta tensão (Lin et al., 2001; Gonzalez et al., 2010).

Uma das questões a serem discutidas ao se conectar conversores em Y é o aparecimento de uma corrente de circulação que pode acontecer devido ao desequilíbrio das indutâncias de filtro em malhas que definem tais correntes. Algumas alternativas para lidar com esse problema são propostas em (Khadem et al., 2013; Wang et al., 2013). A técnica de modulação *Interleaved* PWM (Maheshwari et al., 2015; Xing et al., 1999), que utiliza duas portadoras triangulares com mesma amplitude e frequências, mas defasadas entre si de  $180^\circ$ , vem sendo bastante usada na literatura para reduzir as distorções harmônicas das correntes e das tensões fornecidas pelos conversores, além de contribuir para minimizar a alta frequência da corrente de circulação (Maheshwari et al., 2015; Asiminoaei et al., 2008).

### 1.2.2 Conversores CA/CC/CA

Os conversores multiníveis podem ser formados a partir da associação em série e/ou em paralelo de conversores estáticos de forma a gerar formas de onda de tensão e de corrente com baixa distorção harmônica e reduzir as perdas nos semicondutores. Em (Tolbert et al., 1999; Franquelo et al., 2008; Malinowski et al., 2010) são discutidas algumas das principais características desses conversores.

Dentre os principais tipos de conversão que podem ser realizados pelos conversores multiníveis, topologias que realizam a conversão do tipo CA/CC/CA têm sido muito estudadas (Jacobina et al., 2015; w. G. Hwang et al., 2006; Marinus et al., 2017; Xinghua et al.,

2011; Jibhakate et al., 2016). A estrutura típica desses conversores empregam dois estágios de potência. No primeiro estágio, a tensão da rede de alimentação (monofásica ou trifásica) é retificada criando um barramento CC. No segundo estágio, um inversor converte a tensão ou corrente do barramento CC em tensão ou corrente com amplitude e frequência quaisquer, levando-se em consideração as limitações práticas de operação (Owen, 1996).

Os conversores CA/CC/CA têm sido muito aplicados na indústria para alimentar cargas que necessitam de uma tensão cuja amplitude e fase são constantes independente das oscilações de tensão da rede elétrica e para controlar a corrente da rede de forma que ela possua potência máxima e baixa distorção harmônica. Assim, pesquisas nos setores industrial e elétrico têm sido realizadas com o intuito de desenvolver topologias CA/CC/CA que cumpram esses objetivos conforme discutido em (de Freitas et al., 2017a; Maia et al., 2016; Sousounis et al., 2016; Qin et al., 2015).

Aplicações de conversores CA/CC/CA podem também ser encontradas em Sistemas de Energia Ininterrupta (UPS, do inglês *uninterruptible power supply*), sistemas de co-geração, regulação de tensão e compensação de harmônicos, entre outros.

As principais características de operação dos Sistemas de Energia Ininterrupta (ver Figura 1.3) são: corrente de entrada senoidal com baixo conteúdo harmônico e elevado fator de potência; tensão de saída senoidal com baixo conteúdo harmônico; alta confiabilidade; manter a carga alimentada mesmo quando houver interrupção total da rede de alimentação e manter a tensão na carga invariável mesmo com grandes variações das tensões de entrada (Shahbazi et al., 2016). Esses sistemas costumam ser usados para alimentar cargas crítica como equipamentos médicos e hospitalares, computadores, sistemas bancários, sistemas de telecomunicações, sistemas de segurança, entre outros (Trinh et al., 2016).

O sistema de conversão CA/CC/CA como o da Figura 1.3 ainda pode ser utilizado com a função de compensador universal de energia, fazendo com que o conjunto conversor/carga seja visto pela rede de alimentação como uma carga linear e puramente resistiva, enquanto que o conjunto rede/conversor será visto pela carga como uma fonte ideal. O conversor ainda pode realizar a função de transformador de tensão, no qual o nível da tensão de entrada é diferente do nível da tensão de saída.

Para solucionar problemas relacionados com a qualidades de energia elétrica, os con-

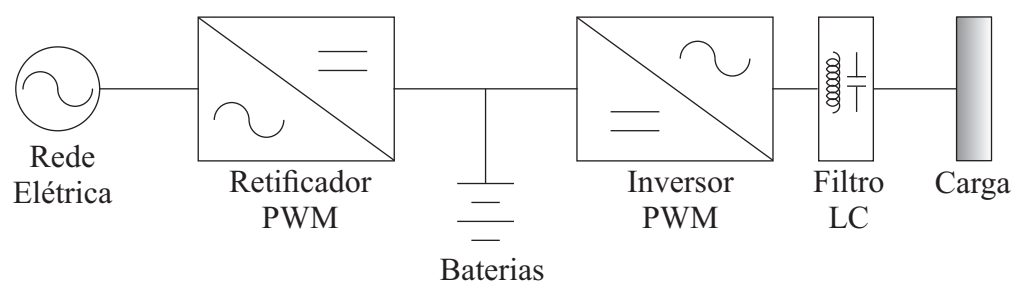


Figura 1.3: Aplicação de conversores CA/CC/CA em sistemas UPS

versores CA/CC/CA podem ser empregados como um Condicionador Unificado de Energia (UPQC, do inglês *Unified Power Quality Conditioner*), que é uma combinação de filtros ativos série e paralelo. Esse tipo de condicionador possui a capacidade de compensar distúrbios de tensão provenientes do sistema, como por exemplo, afundamentos de tensão (*sags*), elevação de tensão (*swell*), flutuações (*flicker*), surtos (*spikes*), transições rápidas e sucessivas (*notchs*), assim como também conseguem compensar a corrente produzida por cargas não lineares evitando que sejam introduzidos nos sistemas distorções harmônicas (ver Figura 1.4) (Fujita e Akagi, 1998).

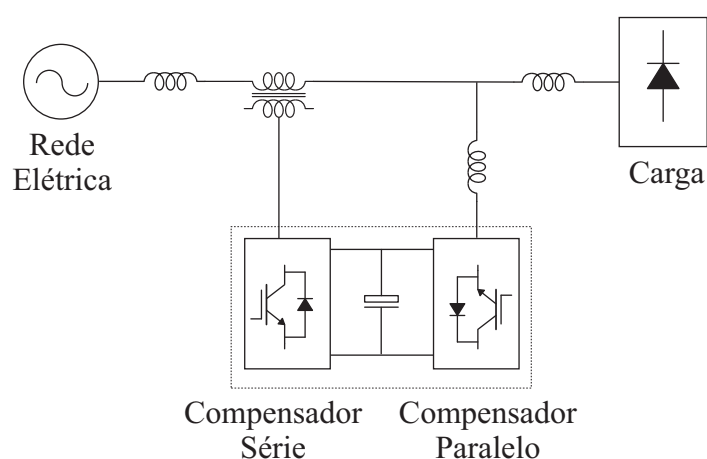


Figura 1.4: Aplicações de conversores CA/CC/CA em sistemas UPQC.

Muitas das aplicações dos conversores CA/CC/CA apresentam mesma frequência de entrada e saída, permitindo o uso de um braço compartilhado entre a entrada e a saída do conversor sem a necessidade de aumentar a tensão do barramento CC. Essas topologias têm um menor número de chaves semicondutoras o que contribui para que suas perdas de



potência sejam menores. No entanto, seu sistema de controle costuma ser mais complexo. Em (Lezana et al., 2008; Jacobina et al., 2007; Jacobina et al., 2006; Chiang et al., 2000) são estudadas topologias com essas características.

Para determinar o estado das chaves semicondutoras dos conversores CA/CC/CA são utilizadas técnicas de modulação por largura de pulso (PWM, do inglês *Pulse Width Modulation*), que quando aplicadas adequadamente contribuem para o aumento do número de níveis das formas de onda geradas pelo conversor e diminuem a taxa de distorção harmônica (Holtz, 1992). As três técnicas de modulação multinível mais discutidas na literatura são: CB-PWM (do inglês *Carrier-Based PWM*) (McGrath e Holmes, 2002; Omer, Kumar e Surjan, 2014), SV-PWM (do inglês *Space Vector PWM*) (McGrath et al., 2003) e SHE (do inglês *Selective Harmonic Elimination*) (Dahidah e Agelidis, 2008). As duas técnicas PWM multiníveis baseadas em portadoras mais utilizadas são *Phase-Shifted PWM* (PS-PWM) e *Level-Shifted PWM* (LS-PWM) (Carrara et al., 1992). No primeiro caso as portadoras triangulares possuem mesmo nível e diferentes fases, e no segundo, as tensões de referência são comparadas com portadoras triangulares com mesma fase e diferentes níveis. Cada uma dessas estratégias possuem suas vantagens e desvantagens de acordo com as topologias de conversores em que são empregadas (Omer et al., 2014). As estratégias vetoriais (SV-PWM) também têm se tornado muito populares. A estratégia SV-PWM consiste na identificação de vetores de comutação mais próximos de uma determinada referência que se deseja que o conversor sintetize. Por meio dessa técnica pode-se selecionar padrões de chaveamento que resultem, por exemplo, na redução do conteúdo harmônico das tensões geradas pelo conversor, numa menor frequência de chaveamento dos semicondutores e no equilíbrio das tensões dos barramentos CC (Deng et al., 2013; de Freitas et al., 2017b).

Em (Chiang et al., 2000; Choi et al., 2005; Qin et al., 2016) são investigadas diversas aplicações de conversores CA/CC/CA de três braços com um braço compartilhado e um barramento CC (ver Figura 1.5a). Já (Chang et al., 2006; Jacobina et al., 2013) apresentam aplicações para uma topologia CA/CC/CA formada por seis braços com um dos braços compartilhado e dois barramentos CC (ver Figura 1.5b). Em (de Freitas et al., 2017b) a topologia com seis braços é investigada considerando-se diferentes tensões nos barramentos CC e a aplicação de duas técnicas PWM: SV-PWM e LS-PWM híbrido. Essa última é uma aproximação da técnica vetorial e pode ser implementada utilizando portadoras triangulares.

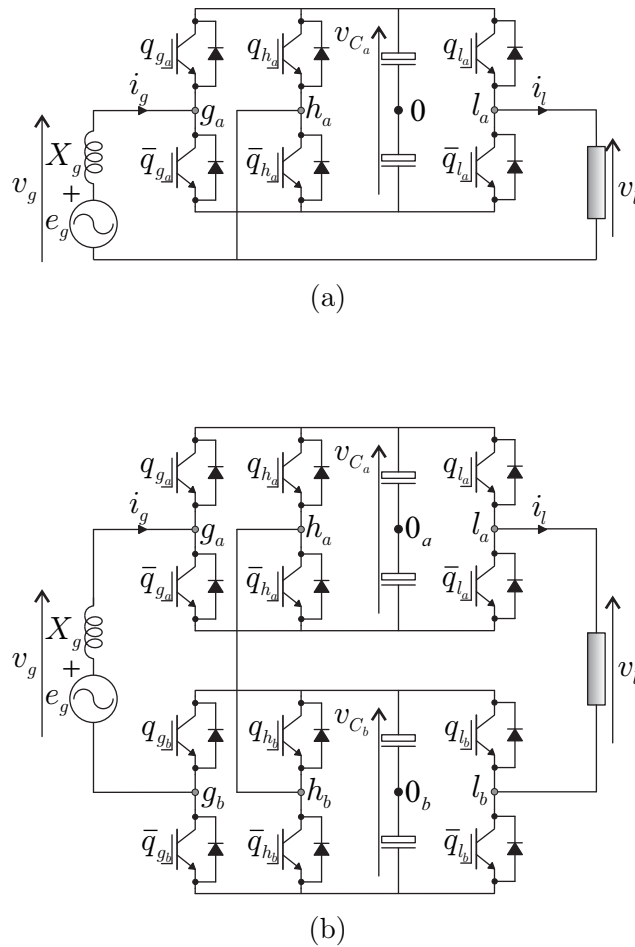


Figura 1.5: Topologias com braços compartilhados. (a) Topologia com três braços. (b) Topologia com seis braços.

Em (de Freitas et al., 2017b) ainda são mostradas diversas vantagens da topologia de seis braços em relação a topologia de três braços. A eficiência da topologia de seis braços para aplicações específicas ainda pode ser melhorada por meio da inserção de dois transformadores, um no lado da carga e outro no lado da rede, ou de apenas um transformador no lado da rede. Em (Rodrigues et al., 2017) são apresentadas topologias de filtros ativos de potência baseados em topologias de conversores CA/CC/CA com transformadores.

Por meio da inserção de transformadores na topologia com seis braços pode-se conseguir as seguintes vantagens: redução das perdas por condução nas chaves semicondutoras dependendo da relação de transformação usada nos transformadores; compensação de sobretensões e afundamentos oriundos da rede elétrica; redução do número de barramentos

CC e redução das tensões do barramento CC; simplificação do sistema de controle; e, melhor aproveitamento do número máximo de níveis de tensão que a topologia 6L pode gerar. Essas topologias permitem a alimentação de cargas não lineares com tensão senoidal com amplitude e frequência constantes e com uma corrente com alto fator de potência.

Além disso, o uso de transformadores permite uma melhor operação da topologia CA/CC/CA de seis braços quando os níveis das tensões de entrada e de saída são diferentes. Então, para avaliar essas topologias, além de se considerar os casos em que a tensão de entrada e saída são iguais, devem ser considerados também os casos em que a tensão nominal da entrada é menor ou maior que a tensão de saída. A partir dessa avaliação pode-se identificar em que tipo de sistemas e em que circunstâncias essas estruturas devem ser aplicadas.

### 1.3 Motivação e Objetivos

O objetivo principal deste trabalho é propor diferentes topologias de conversores multiníveis baseados na interconexão de conversores estáticos convencionais. Será dada particular atenção aos seguintes pontos: modelagem dinâmica do sistema, análise da tensão do barramento CC, definição das estratégias PWM utilizadas, análise de distorção harmônica de tensão e das perdas nos semicondutores, capacidade do sistema de compensar sobretensões e afundamentos oriundos da rede elétrica, desenvolvimento de programas de simulação do sistema e análises experimentais das topologias.

A motivação para o desenvolvimento da pesquisa no tema é a busca de alternativas, no que diz respeito as configurações de conversores multiníveis, que sejam opções interessantes em termos de confiabilidade, eficiência e alta qualidade nas formas de onda geradas. Esse tema tem recebido crescente atenção nos últimos anos porque as exigências do mercado de energia elétrica impõem a necessidade de equipamentos que cumpram determinados padrões de qualidade e que operem com tensões e correntes elevadas em aplicações de média e alta tensão. Para atingir esses níveis de tensão e potência desejados, os conversores multiníveis desenvolvidos a partir da interconexão de conversores estáticos convencionais apresentam-se como uma boa solução.

## 1.4 Organização do Trabalho

A apresentação dos estudos realizados dar-se-á da seguinte forma:

1. **Capítulo 1** - No primeiro capítulo foram discutidas as principais características dos conversores multiníveis e suas aplicações. Foi apresentado também uma revisão das publicações científicas que tratam de conversores multiníveis híbridos CC/CA e CA/CC e conversores monofásicos do tipo CA/CC/CA.
2. **Capítulo 2** - No segundo capítulo são propostas três topologias de conversores híbridos trifásicos. São apresentados um modelo matemático generalizado para as configurações, a estratégia PWM utilizada e a análise dos esforços de tensão e corrente nos dispositivos semicondutores dos conversores. As configurações propostas são comparadas com topologias convencionais já disponíveis na literatura. São mostrados resultados de simulação e resultados experimentais.
3. **Capítulo 3** - No terceiro capítulo é proposta uma configuração multinível monofásica do tipo CA/CC/CA que pode ser aplicada em sistemas de conversão e compensação de energia. O modelo do sistema, estratégias PWM e a estratégia de controle são desenvolvidos para o conversor. Análises comparativas são apresentadas, acompanhadas de resultados de simulação e experimentais.
4. **Capítulo 4** - No quarto capítulo são apresentadas as conclusões gerais dos estudos realizados neste trabalho e discutidas propostas de trabalho futuros nos temas considerados aqui.

## 1.5 Produção Científica

Como resultado dos trabalhos desenvolvidos, foi publicado um artigo em congresso internacional do IEEE, conforme segue:

- **Título:** "Y-connected topologies composed of three three-leg converters with two-level and three-level legs".

**Autores:** R. P. de Lacerda, E. L. L. Fabricio, C. B. Jacobina, M. B. R. Corrêa and I.

da Silva.

**Publicado em:** IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Cincinnati, OH, Oct. 2017.

# 2

## Conversores Multiníveis Híbridos Interconectados em Y

### 2.1 Introdução

Conversores multiníveis híbridos podem ser construídos a partir da interconexão em estrela (Y) ou delta ( $\Delta$ ) de conversores de três braços formados por braços de dois ou três níveis. Essas topologias são consideradas assimétricas ou híbridas devido aos diferentes valores de correntes nos braços dos conversores. Essa assimetria pode causar esforços nos capacitores do barramento CC e uma distribuição desigual das perdas por braço do conversor. Contudo, técnicas de modulação que utilizam múltiplas portadoras PWM, chamada na literatura de PWM *Interleaved*, podem ser usadas para reduzir uma possível existência de potência pulsante no barramento CC devido a assimetria das correntes.

Nesta capítulo são discutidas diferentes topologias de conversores híbridos de três braços interconectados em estrela (Y). As topologias híbridas convencionais são ilustradas na Figura 2.1 e as topologias estudadas e propostas neste trabalho são ilustradas na Figura 2.2. Cada topologia é formada por três módulos idênticos. Elas são nomeadas de acordo com o número e o tipo de braços que compõem cada módulo, 2L para braços de dois níveis (do inglês, *two-level*) e 3L para braços de três níveis (do inglês, *three-level*). A topologia 92L (ver Figura 2.2a) é composta por nove braços de dois níveis. Essa topologia foi amplamente estudada em (Fabricio et al., 2016). A topologia 62L-33L (ver Figura 2.2b) é composta por seis braços

de dois níveis e três braços de três níveis. As topologias 32L-63L e 93L são ilustradas nas Figuras 2.2c e 2.2d, respectivamente. Usar braços NPC nos braços internos  $b_k$  e  $c_k$  dos conversores torna-se interessante pelo fato de que nesses braços circulam menores níveis de corrente devido a interconexão em Y dos módulos.

Para as configurações estudadas é mostrado seu modelo dinâmico e estabelecida uma estratégia PWM com a finalidade de determinar os estados das chaves de potência que são chaveadas em alta frequência. As topologias serão comparadas em termos de distorção harmônica de tensão na saída do conversor, dos esforços de tensão e corrente nas chaves semicondutoras e das perdas totais nesses dispositivos.

## 2.2 Modelo do Sistema

O modelo do sistema é obtido a partir do seu circuito equivalente simplificado ilustrado na Figura 2.3.

A estrutura estudada é composta por três módulos idênticos de conversores de três braços com barramentos capacitivos individuais que podem ser conectados a uma carga ou a uma fonte de tensão CC ideal. Os braços internos do conversor são interconectados por meio dos indutores  $L_r$  e conectados a rede por meio dos indutores  $L_s$ . Deste modo, tem-se

$$v_{gk} - i_{ak} \left( z_s + \frac{z_r}{2} \right) = v_{sk} \quad (2.1)$$

onde  $k = 1, 2, 3$ ,  $z_s = r_s + pl_s$  e  $z_r = r_r + pl_r$  representam as impedâncias dos indutores  $L_s$  e  $L_r$ , respectivamente, e  $p = d/dt$ . A tensão de saída do conversor  $v_{sk}$  é dada por

$$v_{sk} = v_{a_k 0_k} - \frac{v_{b_k 0_k} + v_{c_k 0_k}}{2} + v_{\alpha n} \quad (2.2)$$

Considerando o sistema balanceado e, portanto,  $\sum_{k=1}^3 v_{sk} = 0$  obtém-se

$$v_{\alpha n} = \sum_{k=1}^3 \left( \frac{v_{b_k 0_k} + v_{c_k 0_k}}{6} - \frac{v_{a_k 0_k}}{3} \right) \quad (2.3)$$

A interconexão dos conversores de três braços em Y permite o surgimento de malhas internas entre os conversores que contribuem para o surgimento de uma corrente de circulação nos braços internos da estrutura. A partir das malhas internas conforme a Figura 2.3, as

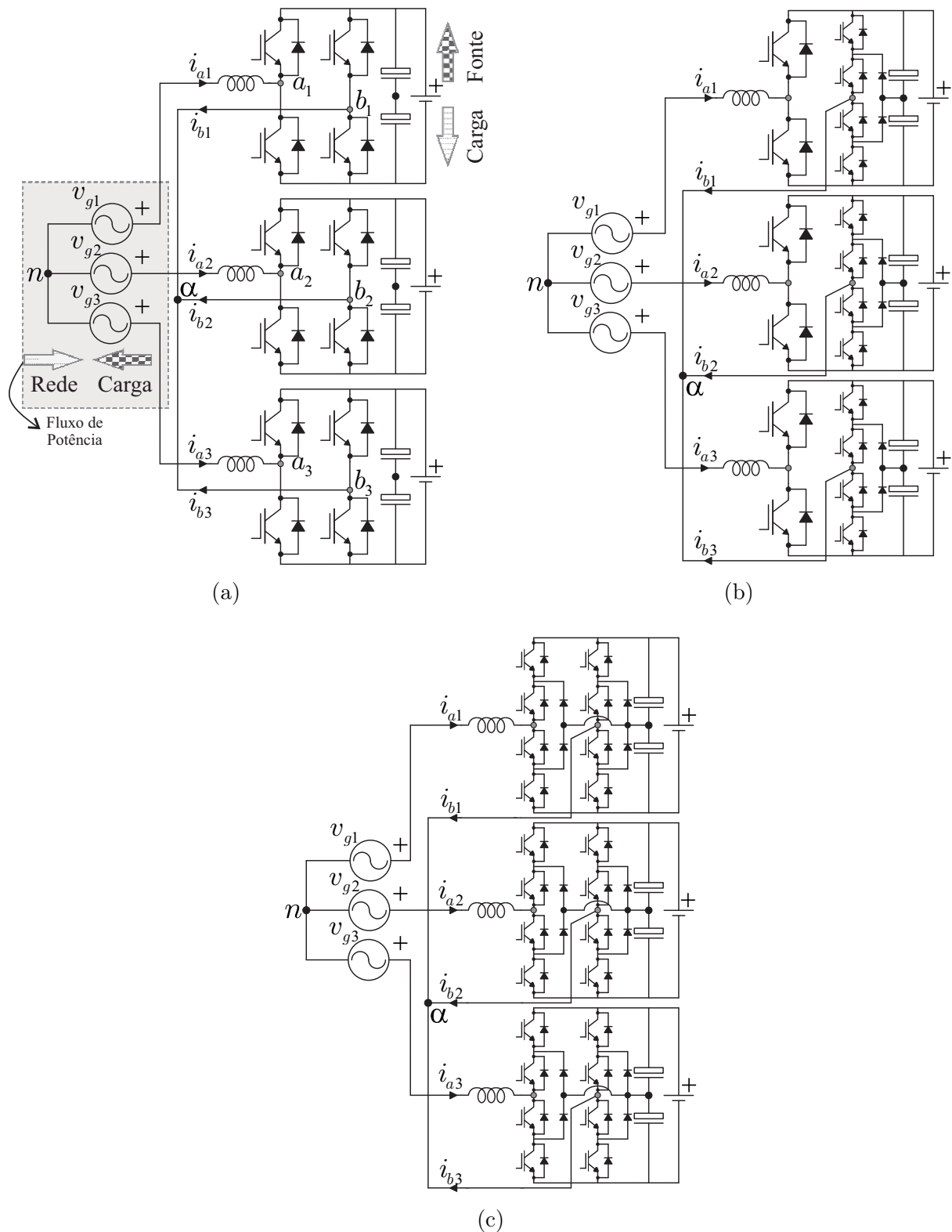


Figura 2.1: Topologias convencionais com conversores Ponte-H conectados em Y. (a) Topologia com seis braços de dois níveis (62L). (b) Topologia com três módulos híbridos (32L-33L). (c) Topologia com seis braços de três níveis (63L).



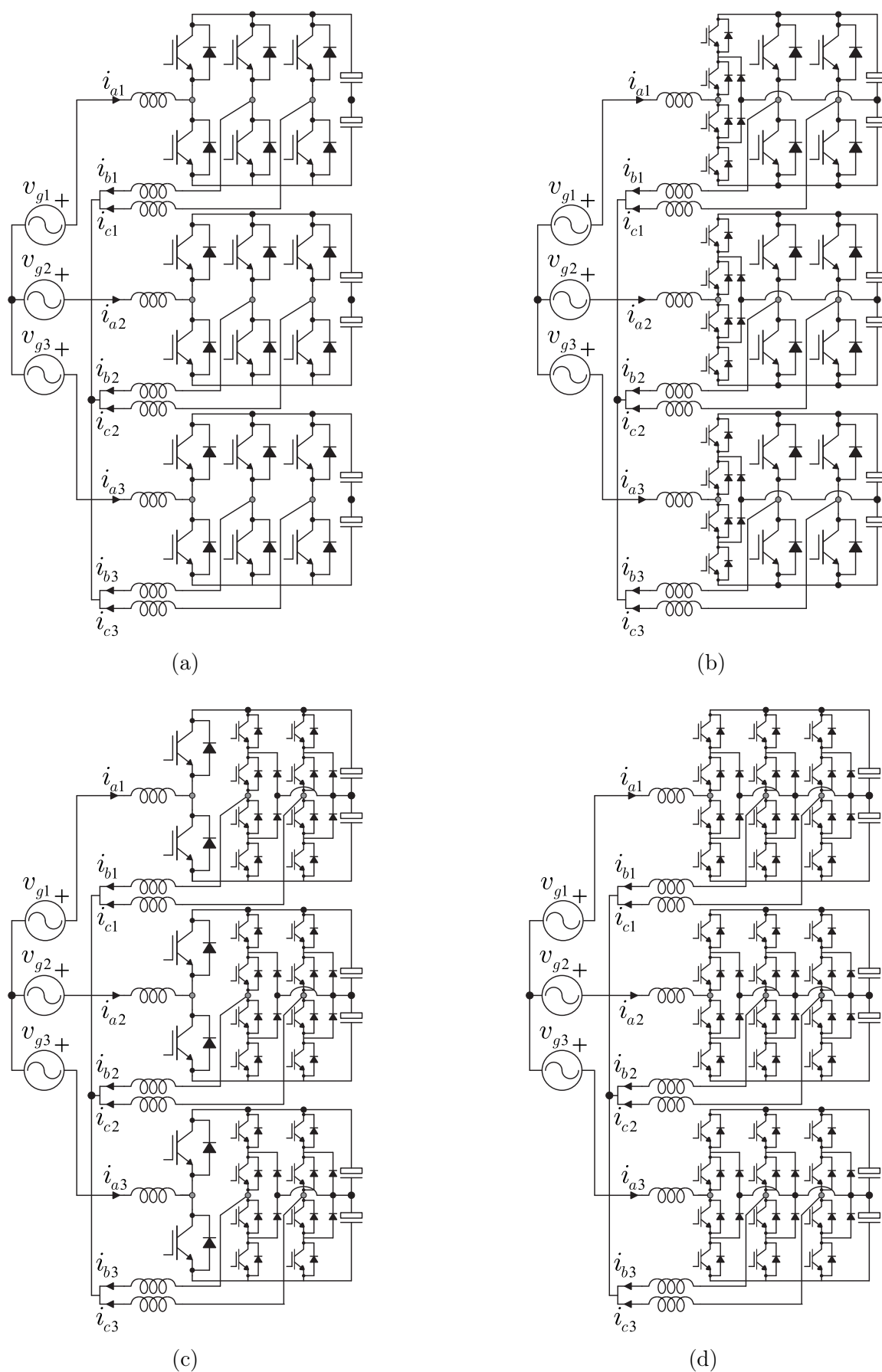


Figura 2.2: Topologias compostas por módulos de três braços interconectados em Y. (a)92L. (b)62L-33L. (c)32L-63L. (d)93L.

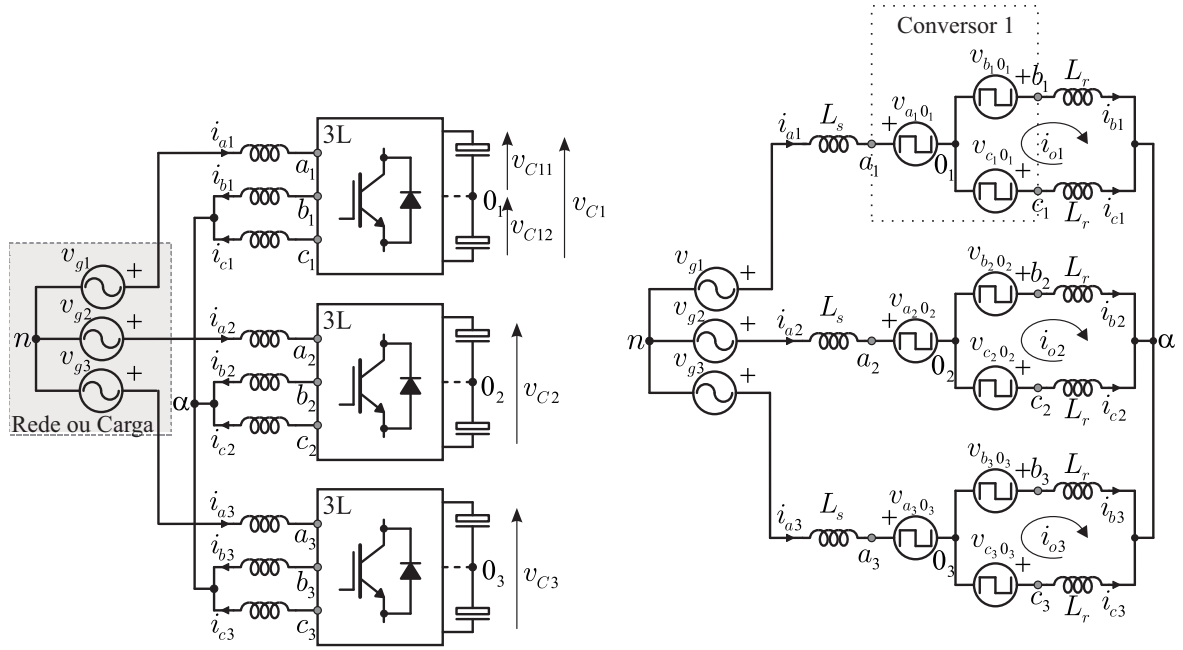


Figura 2.3: Circuito equivalente generalizado para as topologias com módulos de três braços interconectados em Y.

tenções de circulação são definidas por:

$$v_{ok} = 2z_r i_{ok} \quad (2.4)$$

Com,

$$v_{ok} = v_{c_k 0_k} - v_{b_k 0_k} \quad (2.5)$$

As correntes de circulação são definidas como:

$$i_{ok} = \frac{i_{b_k} - i_{c_k}}{2} \quad (2.6)$$

Essas correntes internas são controladas escolhendo-se os estados das chaves iguais para os braços  $b_k$  e  $c_k$ . Por meio desse procedimento as componentes de baixa frequência da corrente de circulação são eliminados e os componentes de alta frequência são limitados pelos indutores  $L_r$ .

A partir das leis de *Kirchhoff* das correntes e da Equação (2.6), as correntes internas são expressas por:

$$i_{b_k} = \frac{i_{a_k}}{2} + i_{ok} \quad (2.7)$$

$$i_{ck} = \frac{i_{ak}}{2} - i_{ok} \quad (2.8)$$

A tensão mínima do barramento CC requerida pelos conversores de três braços interconectados é calculada determinando-se a máxima tensão gerada pelo conversor por meio da aplicação das leis de *Kirchhoff* das tensões a uma das malhas mais externas da Figura 2.3. Assim, obtém-se

$$v_{sk} - v_{s\bar{k}} = v_{t_k 0_k} - v_{\bar{t}_k 0_k} + v_{\bar{t}_k 0_{\bar{k}}} - v_{t_k 0_{\bar{k}}} \quad (2.9)$$

Com  $k = 1, 2, 3$ ,  $t = a, b, c$ ,  $k \neq \bar{k}$  e  $t \neq \bar{t}$ .

Como cada  $v_{sk}$  faz parte de um sistema trifásico, as amplitudes de  $v_{sk} - v_{s\bar{k}}$  são iguais a  $\sqrt{3}V_s$ . Sendo,

$$\max(v_{t_k 0_k} - v_{\bar{t}_k 0_k} + v_{\bar{t}_k 0_{\bar{k}}} - v_{t_k 0_{\bar{k}}}) = 2v_{C_{min}} \quad (2.10)$$

$$\min(v_{t_k 0_k} - v_{\bar{t}_k 0_k} + v_{\bar{t}_k 0_{\bar{k}}} - v_{t_k 0_{\bar{k}}}) = -2v_{C_{min}} \quad (2.11)$$

Pode-se afirmar que a tensão mínima do barramento CC ( $v_{C_{min}}$ ) corresponde a:

$$v_{C_{min}} = \frac{\sqrt{3}}{2}V_s \quad (2.12)$$

onde  $V_s$  é o módulo das tensões de fase geradas pelo conversor.

## 2.3 Estratégia PWM

Nesta seção é descrita a estratégia PWM utilizada para determinar o estado das chaves semicondutoras do conversor. O método utilizado consiste na combinação da estratégia *Level-Shifted* PWM (LSPWM) com a técnica *Interleaved* PWM. A partir deste ponto do trabalho, o símbolo (\*) significa que a variável é de referência.

As tensões de polo  $v_{a_k 0_k}$ ,  $v_{b_k 0_k}$  e  $v_{c_k 0_k}$  são genericamente representadas por  $v_{t_k 0_k}$  e podem assumir os seguintes valores:

$$v_{t_k 0_k} = (2q_{tk} - 1)\frac{v_C}{2} \quad (2.13)$$

$$v_{t_k 0_k} = q_{tk1}\frac{v_C}{4} + q_{tk2}\frac{v_C}{4} - q_{tk3}\frac{v_C}{4} - q_{tk4}\frac{v_C}{4} \quad (2.14)$$

onde  $t = a, b, c$ ,  $k = 1, 2, 3$ , e,  $q_{kt}$  são os estados das chaves dos braços de dois níveis e  $q_{kt1}$ ,  $q_{kt2}$ ,  $q_{kt3}$  e  $q_{kt4}$  dos braços de três níveis. Assim, a Equação (2.13) define as tensões de polo

dos braços de dois níveis e a Equação (2.14) define as tensões de polo dos braços de três níveis.

O estado das chaves é determinado a partir da comparação de um sinal de referência com portadoras triangulares de alta frequência conforme apresentado na Figura 2.4. As portadoras triangulares possuem diferentes níveis, característica da técnica LSPWM e estão defasadas entre si, característica da técnica *Interleaved* PWM. O uso da técnica LSPWM combinada com a técnica *Interleaved* permite que o chaveamento ocorra de tal forma que apenas os dois níveis mais próximos do sinal de referência são utilizados durante cada período T das portadoras triangulares, contribuindo para a sintetização de formas de onda de tensão com um maior número de níveis e com baixo conteúdo harmônico.

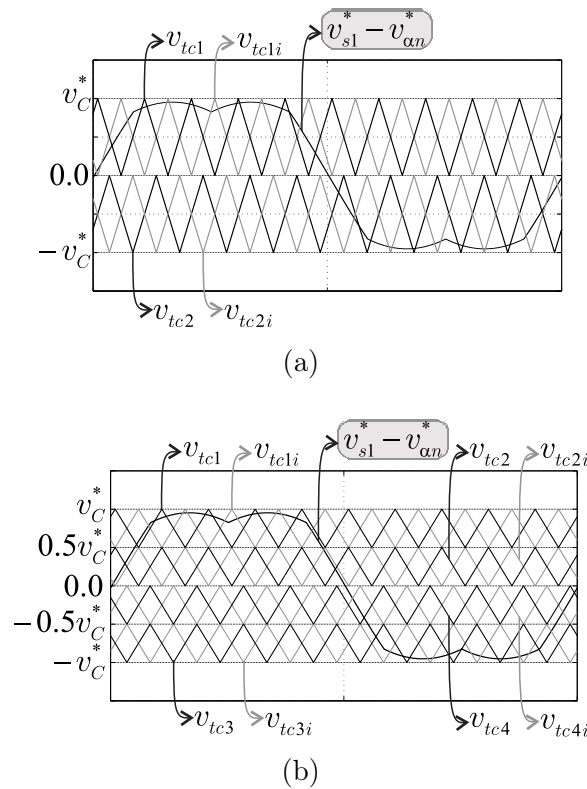


Figura 2.4: LSPWM e *Interleaved* PWM aplicadas as topologias estudadas. (a) Para a topologia 92L. (b) Para as demais topologias.

A tensão de referência é obtida a partir de  $v_{s_k}^* - v_{\alpha_n}^*$ , em que as tensões  $v_{s_k}^*$  podem ser fornecidas pelo controle das correntes  $i_{\alpha_k}$  ou ter seus valores definidos no controle em malha aberta, e a tensão  $v_{\alpha_n}^*$  pode ser escolhida livremente, respeitando-se os valores máximos e mínimos da tensão que o conversor pode gerar. Assumindo que  $v_C^* = v_{C_1}^* = v_{C_2}^* = v_{C_3}^*$ ,  $v_{\alpha_{nmax}}^*$

e  $v_{\alpha_{min}}^*$  são expressos como:

$$v_{\alpha_{max}}^* = v_C^* - \max(\vartheta_\alpha) \quad (2.15)$$

$$v_{\alpha_{min}}^* = -v_C^* - \min(\vartheta_\alpha) \quad (2.16)$$

Em que,

$$\vartheta_\alpha = \{-v_{s1}^* - 0.5u_{o1}^*, -v_{s2}^* - 0.5u_{o2}^*, -v_{s3}^* - 0.5u_{o3}^*\} \quad (2.17)$$

A tensão  $v_{\alpha_n}^*$  pode ser normalizada introduzindo-se o parâmetro  $\mu_{\alpha_n}^*$ . Nesse sentido,  $v_{\alpha_n}^*$  pode ser expressa como:

$$v_{\alpha_n}^* = \mu_{\alpha_n}^* v_{\alpha_{max}}^* + (1 - \mu_{\alpha_n}^*) v_{\alpha_{min}}^* \quad (2.18)$$

O parâmetro  $\mu_{\alpha_n}^*$  pode ser usado para controlar a tensão do barramento CC, como estudado em (Fabricio et al., 2016). A partir da escolha desse parâmetro,  $v_{\alpha_n}^*$  pode assumir seu valor mínimo quando  $\mu_{\alpha_n}^* = 0$  ou seu valor máximo quando  $\mu_{\alpha_n}^* = 1$ .

Determinado o valor  $v_{\alpha_n}^*$ , o estado das chaves são definidos usando a técnica LSPWM e a técnica *Interleaved* PWM nos braços paralelos internos do conversor. A solução é obtida individualmente por fase. Considere três sistemas independentes monofásicos, por exemplo, a topologia 92L gera três níveis de tensão por fase e duas portadoras estarão localizadas entre dois níveis, conforme mostrado na Figura 2.4a. Para os braços internos  $b_k$  e  $c_k$ , as portadoras usadas são defasadas de  $180^\circ$ , e, aplicando a técnica apresentada em (Capella et al., 2015), para  $v_{s_k}^* - v_{\alpha_n}^* > 0$ ,  $v_{tc1}$  e  $v_{tc1i}$  são usadas com  $\theta_{v_{tc1}} = 0^\circ$  e  $\theta_{v_{tc1i}} = 180^\circ$ , e para  $v_{s1}^* - v_{\alpha_n}^* < 0$ ,  $v_{tc2}$  e  $v_{tc2i}$  são usadas com  $\theta_{v_{tc2}} = 90^\circ$  e  $\theta_{v_{tc2i}} = 270^\circ$ . As outras topologias podem gerar cinco níveis por fase ( $v_C$ ,  $0$ ,  $5v_C$ ,  $0$ ,  $-0,5v_C$ , e  $-v_C$ ), então, quatro portadoras  $v_{tc1}$ ,  $v_{tc2}$ ,  $v_{tc3}$  e  $v_{tc4}$  serão usadas. Para os braços paralelos são aplicadas as portadoras  $v_{tc1i}$ ,  $v_{tc2i}$ ,  $v_{tc3i}$  e  $v_{tc4i}$ , seguindo o mesmo procedimento aplicado a topologia 92L. O sinal de tensão modulante e as portadores triangulares aplicados às topologias 62L-33L, 32L-63L e 93L são mostrados na Figura 2.4b. Os estados das chaves para cada nível de tensão são apresentados na Tabela 2.1. O estado das chaves foram escolhidos de modo a obter o máximo número de níveis e a operação das chaves com a mínima frequência de chaveamento.

Tabela 2.1: Estado das chaves para cada topologia estudada.

$v_{sk} - v_{\alpha n}$	92L		62L-33L		32L-63L		93L	
	$a_k$	$b_k$ e $c_k$	$a_k$	$b_k$ e $c_k$	$a_k$	$b_k$ e $c_k$	$a_k$	$b_k$ e $c_k$
$v_C$	1	0	1100	0	1	0011	1100	0011
$v_C/2$	-	-	0110	0	1	0110	1100	0110
0	1	1	1100 0011	1 0	1	1100	1100	1100
0	0	0	0011 1100	0 1	0	0011	0011	0011
$-v_C/2$	-	-	0110	1	0	0110	0011	0110
$-v_C$	0	1	0011	1	0	1100	0011	1100

## 2.4 Esforços nos Dispositivos Semicondutores

Como já mencionado, as topologias estudadas processam diferentes níveis de corrente nos braços internos dos conversores, assim como também operam com diferentes frequências de chaveamento. A Tabela 2.2 mostra que a topologia 92L opera com baixa frequência nas chaves que processam maior corrente, otimizando os esforços do conversor. Quanto às topologias com diferentes tipos de braços, pode-se observar que cada chave opera com diferente tensão de bloqueio. As chaves nos braços de três níveis com menor tensão de bloqueio operam com maiores frequências de chaveamento. Os resultados apresentados na Tabela 2.2 são especificados por unidade (p.u.), considerando os valores de corrente e tensão na rede (ou na carga) como valores base. Os valores de frequências de chaveamento são obtidos considerando os estados das chaves apresentados na Tabela 2.1 e uma frequência de amostragem igual a  $f_c = 10kHz$ .

Tabela 2.2: Tensão de bloqueio e correntes conduzidas pelas chaves semicondutoras.

	92L		62L-33L		32L-63L		93L	
	$a_k$	$b_k$ e $c_k$	$a_k$	$b_k$ e $c_k$	$a_k$	$b_k$ e $c_k$	$a_k$	$b_k$ e $c_k$
Tipos de Braços	2L	2L	3L	2L	2L	3L	3L	3L
Corrente	1,0 p.u.	0,5 p.u.	1,0 p.u.	0,5 p.u.	1,0 p.u.	0,5 p.u.	1,0 p.u.	0,5 p.u.
Tensão de Bloqueio	$\sqrt{6}/4$ p.u.	$\sqrt{6}/4$ p.u.	$\sqrt{6}/8$ p.u.	$\sqrt{6}/4$ p.u.	$\sqrt{6}/4$ p.u.	$\sqrt{6}/8$ p.u.	$\sqrt{6}/8$ p.u.	$\sqrt{6}/8$ p.u.
Frequência Média de Chaveamento	50 Hz	10 kHz	5 kHz	50 Hz	50 Hz	5 kHz	50 Hz	5 kHz

Em termos de estresse nas chaves, conclui-se que a topologia 32L-63L apresenta as melhores características porque os braços do conversor que operam com maior frequência de chaveamento são aqueles por onde circulam menores correntes e que possuem menor tensão de bloqueio. Enquanto que, o braço de dois níveis em que as chaves possuem maior tensão de bloqueio e maior circulação de corrente operam em baixa frequência. Assim, a topologia

32L-63L apresenta uma melhor distribuição das perdas por condução e por chaveamento, facilitando o projeto de dissipadores de calor para as chaves semicondutoras. Como as topologias trabalham com diferentes *ratings* de tensão e corrente, assim como com diferentes frequências de chaveamento nas chaves semicondutoras, poderão ser usados diferentes tipos de chaves na construção das estruturas híbridas. Isso pode contribuir para a redução dos custos de fabricação delas.

## 2.5 Resultados das Configurações Híbridas Estudadas

Nesta seção são apresentadas análises comparativas das topologias estudadas 92L, 62L-33L, 32L-63L e 93L a partir dos resultados obtidos por meio de simulação e dos resultados obtidos experimentalmente. As figuras de mérito usadas para avaliar as topologias propostas consistem na determinação da Distorção Harmônica Total Ponderada (WTHD, do inglês *Weighted Total Harmonic Distortion*) dos sinais das tensões chaveadas geradas pelo conversor e na medição das perdas nos IGBTs (perdas por condução e perdas por chaveamento).

### 2.5.1 Distorções Harmônicas

A qualidade das tensões geradas pelos conversores multiníveis pode ser quantificada a partir do cálculo da Distorção Harmônica Total Ponderada (WTHD) determinada a partir de:

$$WTHD(\%) = \frac{100}{Y_1} \sqrt{\sum_{h=2}^{N_h} \left(\frac{Y_h}{h}\right)^2} \quad (2.19)$$

onde  $Y_1$  é a amplitude da componente fundamental,  $Y_h$  é a amplitude da componente harmônica de ordem  $h^{th}$ , e  $N_h$  é o número de harmônicos levados em consideração, nesse caso  $N_h = 1000$ .

Essa análise foi realizada considerando que as topologias operam como inversores, então, os barramentos CC são considerados fontes ideais de tensão, e que os conversores são submetidos as mesmas condições de operação, isto é, possuem o mesmo valor RMS de tensão na saída, mesma frequência de amostragem e têm os mesmos componentes passivos. A Tabela 2.3 apresenta os parâmetros usados nas simulações.

A Tabela 2.4 mostra os resultados obtidos para a medição de WTHD de todas as topo-

Tabela 2.3: Parâmetros usados nas simulações para análise de WTHD

Parâmetro		Valor
Potência do Sistema	$P$	10kW
Referência de Tensão na Carga	$V_l^*$	110 V(rms)
Tensão do barramento	$v_C$	157,62 V
Frequência de Amostragem	$f_c$	10 kHz
Frequência da carga	$f_l$	50 Hz
Fator de Potência da Carga	$f_{pi}$	0,8
Impedância internas	$L_r$	0,72Ω

logias estudadas. Elas estão divididas em dois grupos, as estruturas com módulos ponte-H, tratadas aqui como convencionais (62L, 63L e 32L-33L) e as estruturas com módulos de três braços (92L, 62L-33L, 32L-63L e 93L). As topologias que apresentaram melhor performance em termos de WTHD foram as topologias 32L-63L e 93L.

Tabela 2.4: WTHD das tensões geradas pelos conversores(%)

	Topologia	WTHD(%)
Estruturas com Ponte-H	62L	0,083
	63L	0,038
	32L-33L	0,038
Estruturas com Três Braços	92L	0,031
	62L-33L	0,038
	32L-63L	0,021
	93L	0,021

As tensões geradas pelos conversores, mostradas nas Figuras 2.5-2.8, são usadas para explicar os resultados obtidos de WTHD. Conforme a Figura 2.5, a tensão de saída da topologia 92L operando sem a aplicação da técnica *Interleaved* PWM equivale a forma de onda da tensão gerada pela topologia 62L. A Figura 2.6 mostra a tensão de saída da topologia 92L operando com a técnica *Interleaved* PWM. A Figura 2.7 apresenta a tensão gerada pela topologia 62L-33L cuja forma de onda é semelhante a das topologias 63L e 32L-33L. Por fim, a Figura 2.8 mostra as formas de onda geradas pelas topologias 32L-63L e 93L com a aplicação da técnica *Interleaved* PWM. Sem a aplicação dessa técnica, essas últimas topologias mencionadas geram resultados semelhantes aos apresentados na Figura 2.7. As Figuras 2.5-2.8 também apresentam detalhes sobre a composição das formas de onda de tensão geradas pelo conversor com base na Equação (2.2). Esses detalhes são importantes para obtenção da frequência média de chaveamento de cada braço das topologias e para



entender o efeito da aplicação da técnica *Interleaved* PWM nas tensões de saída  $v_{sk}$ .

Analisando a Tabela 2.4, nota-se que a topologia 62L obteve o pior resultado em termos de WTHD, conforme esperado, pois essa topologia é a que apresenta um menor número de chaves e a que sintetiza a tensão  $v_{sk}$  com menor número de níveis (ver Figura 2.5). As topologias 63L, 32L-33L e 62L-33L apresentam a mesma performance em termos de WTHD. A topologia 63L, apesar de possuir um maior número de braços de três níveis, não produz mais níveis na tensão de saída e a topologia 62L-33L não apresenta vantagens quanto a aplicação da técnica *Interleaved* PWM. Assim, as topologias 63L, 32L-33L e 62L-33L apresentam o mesmo padrão de tensão na saída (ver Figura 2.7). As topologias 32L-63L e 93L apresentam os melhores resultados de WTHD. Essas topologias operam com a técnica *Interleaved* PWM e são equivalentes porque os braços  $a_k$  (o braço diferentes entre as duas topologias) opera em baixa frequência enquanto que os braços  $b_k$  e  $c_k$  operam em alta frequência.

Pode-se destacar também que a redução em termos de WTHD obtida por meio das topologias híbridas propostas pode resultar também na redução das perdas por chaveamento das topologias, já que as mesmas podem operar com uma menor frequência de chaveamento. A Tabela 2.5 apresenta as frequências das portadoras utilizadas para que as topologias convencionais e propostas operem com o mesmo WTHD(%) da topologia 92L, considerada como referência para comparação das demais topologias.

Tabela 2.5: Frequências das Portadoras (kHz) - Todas as Topologias com mesmo WTHD

	Topologia	$f_c$ (kHz)
Estruturas com Ponte-H	62L	25
	32L-33L	12
	63L	12
	92L	10
Estruturas com Três Braços	62L-33L	12
	32L-63L	6.8
	93L	6.8

## 2.5.2 Resultados de Simulação

Nesta subseção, são apresentados os resultados de simulação das topologias híbridas estudadas neste capítulo. As simulações foram realizadas com base nos modelos matemáticos das

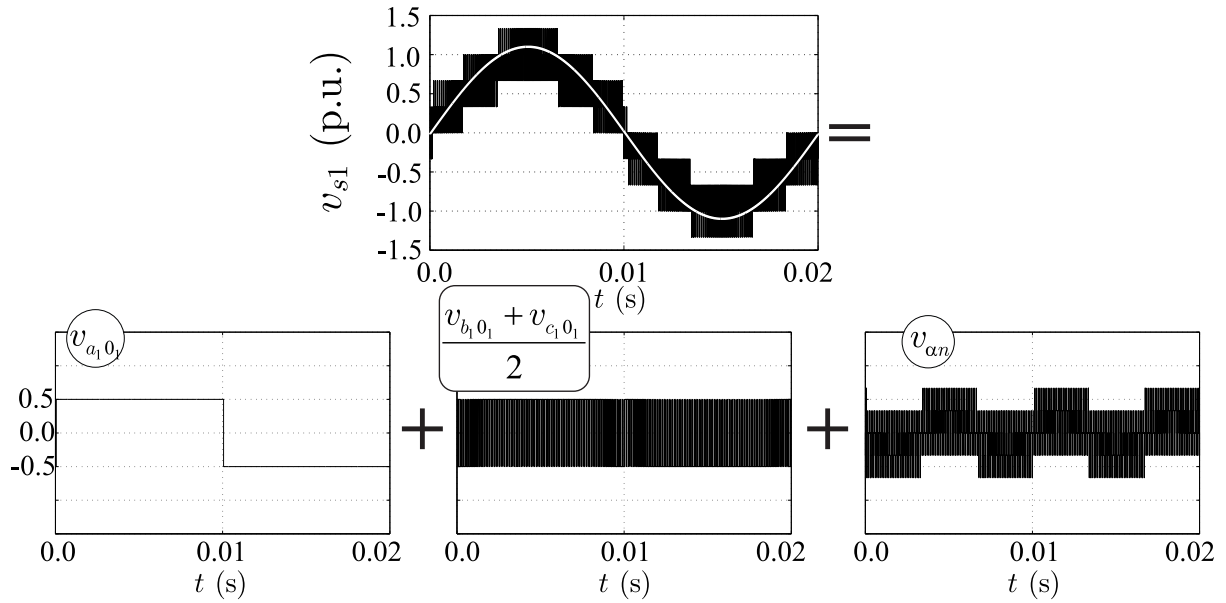


Figura 2.5: Tensão gerada pela topologia 92L.

topologias e obtidos com o programa de simulação MATLAB<sup>®</sup>. Os parâmetros usados são mostrados na Tabela 2.3.

A Figura 2.5 apresenta a tensão gerada na saída do conversor 92L quando a estratégia LS-PWM é aplicada. Neste caso, essa configuração sintetiza tensões com até nove níveis. A Figura 2.6 apresenta a tensão gerada pelo conversor 92L quando é aplicada a estratégia LS-PWM em combinação com a estratégia *Interleaved*. Agora, a configuração 92L sintetiza tensões com até dezesseis níveis. A Figura 2.7 apresenta a forma de onda gerada pela topologia 62L-33L aplicando a estratégia LS-PWM e *Interleaved*. A configuração 62L-33L sintetiza tensões com até dezessete níveis. Por fim, a Figura 2.8 apresenta os resultados para a topologia 32L-63L e 93L com a aplicação da técnica LS-PWM combinada com a técnica *Interleaved* que resulta em tensões sintetizadas com até trinta níveis.

Os resultados de simulação mostram que as estruturas híbridas, quando usam a estratégia LS-PWM em combinação com a estratégia *Interleaved*, podem gerar tensões na saída com alta qualidade e baixo conteúdo harmônico e, portanto, apresentam-se como uma boa alternativa de conversores multiníveis.

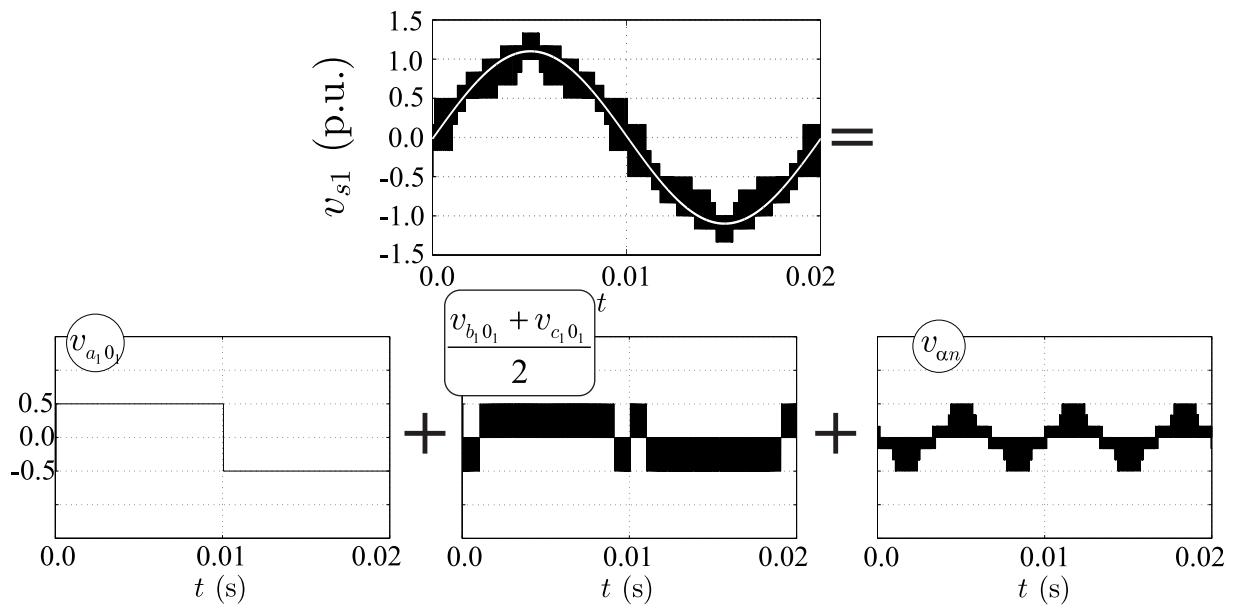


Figura 2.6: Tensão gerada pela topologia 92L com aplicação da técnica *Interleaved* PWM.

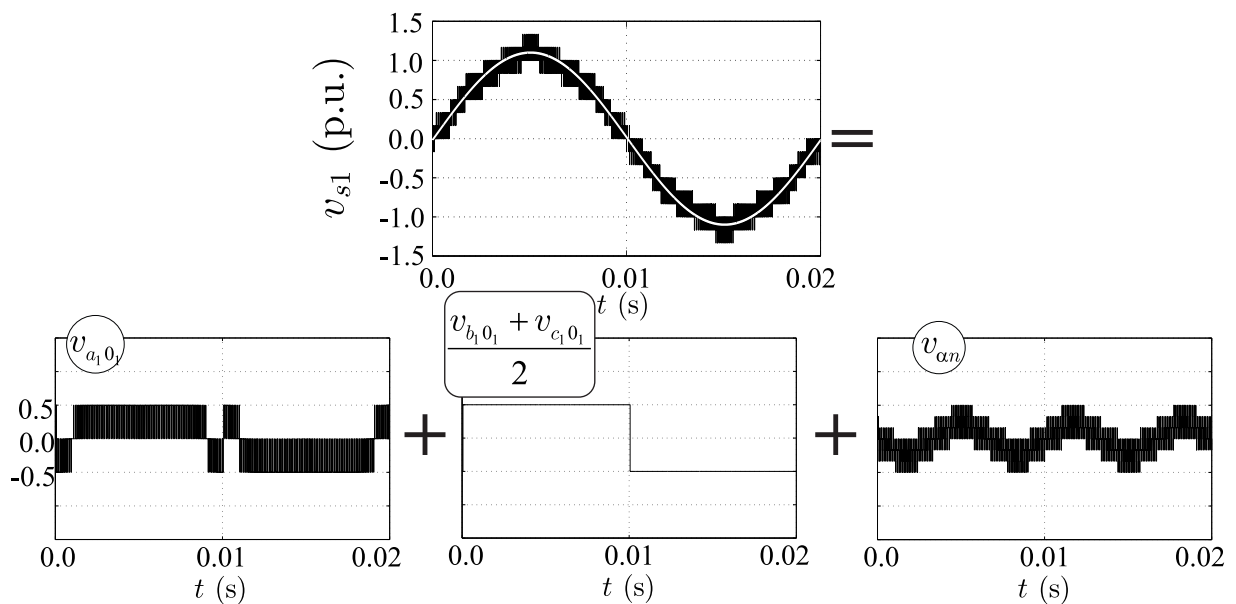


Figura 2.7: Tensão gerada pela topologia 62L-33L.

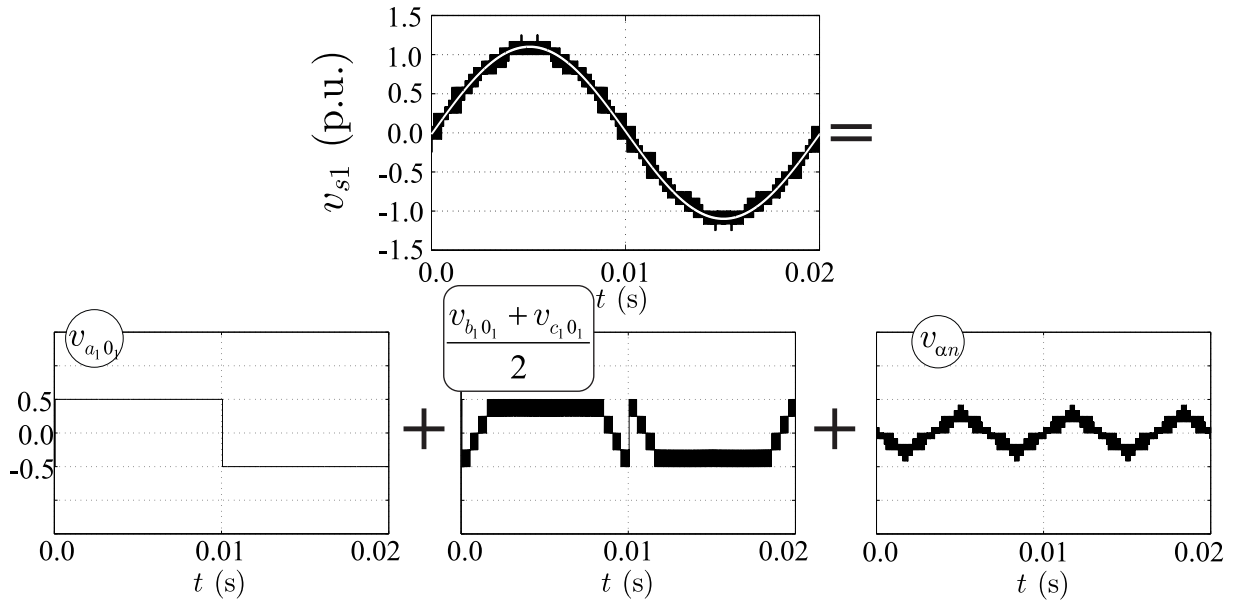


Figura 2.8: Tensão gerada pelas topologias 32L-63L e 93L.

### 2.5.3 Análise das Perdas nos Semicondutores

A análise das perdas nos semicondutores foi realizada usando o *software* de simulação PSIM<sup>®</sup> que disponibiliza módulos térmicos que fornecem uma estimativa das perdas por condução ( $P_{cd}$ ) e das perdas por chaveamento ( $P_{sw}$ ) de dispositivos semicondutores como diodos, IGBTs e MOSFETs. Assim, as perdas totais são dadas por  $P_t = P_{cd} + P_{sw}$ . Os módulos térmicos usados na simulação incluíram as chaves IGBT modelo SKM200GB125D da *Semikron* e os módulos de diodos modelo CN240610 da *Powerex*.

Para essas análises considerou-se a operação das topologias em malha aberta como retificadores. Todas as estruturas foram submetidas as mesmas condições de operação, isto é, a mesma tensão na entrada, mesma indutância de filtro, mesma tensão do barramento CC e mesmo índice de modulação. Nesta seção, as topologias formadas por módulos de conversores de três braços interconectados em Y são referenciadas como topologias  $P_1$ ,  $P_2$ ,  $P_3$  e  $P_4$  e as topologias formadas pela interconexão em Y de ponte-H como topologias  $C_1$ ,  $C_2$  e  $C_3$ , conforme detalhado nas Figuras 2.9-2.11.

As Figuras 2.9-2.11 apresentam graficamente uma avaliação comparativa das perdas nos semicondutores para três cenários de operação. Para o cenário A (ver Figura 2.9) as topologias operam com menor corrente e menor tensão (190V e 1kW). Para o cenário B (ver

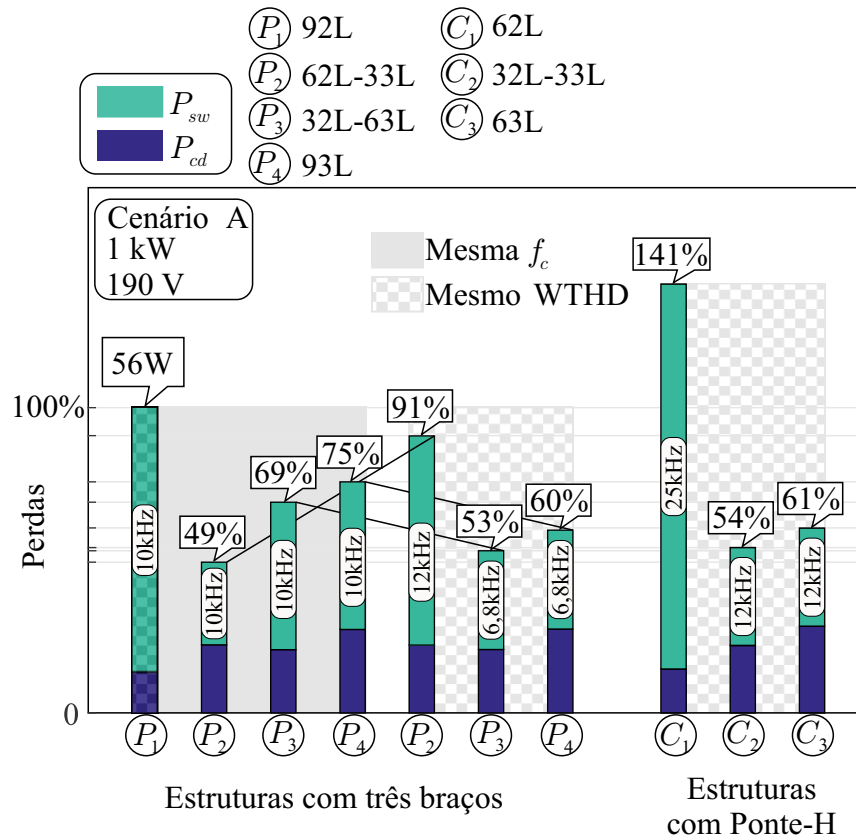


Figura 2.9: Avaliação das perdas nos semicondutores para o Cenário A - menor corrente e menor tensão.

Figura 2.10), as topologias operam com maior corrente (190V e 5kW). E, para o cenário C (ver Figura 2.11), as topologias operam com maior tensão (380V e 5kW). Para cada cenário, as topologias propostas são investigadas em operação com mesma frequência de amostragem  $f_{ch}$  ou com mesmo WTHD, e as topologias convencionais apenas com mesmo WTHD. As perdas totais da topologia 92L ( $P_1$ ) foram escolhidas como valores base (100%). As perdas nos semicondutores das outras topologias são apresentadas em porcentagem das perdas da topologia 92L. Os valores bases são 56W, 131W e 140W para os cenários A, B e C, respectivamente. Os três cenários podem ser analisados do seguinte modo:

1. Para o Cenário A (menor corrente e menor tensão), a topologia 32L-63L ( $P_3$ ) é a mais eficiente dentre as estruturas investigadas, proporcionando uma redução de 47% nas perdas em comparação com  $P_1$ . Logo em seguida, vem a topologia 32L-33L ( $C_2$ ) que gera uma redução de 46%. A topologia 62L apresenta a pior performance porque requer uma alta frequência de chaveamento para obter o mesmo WTHD de  $P_1$ .

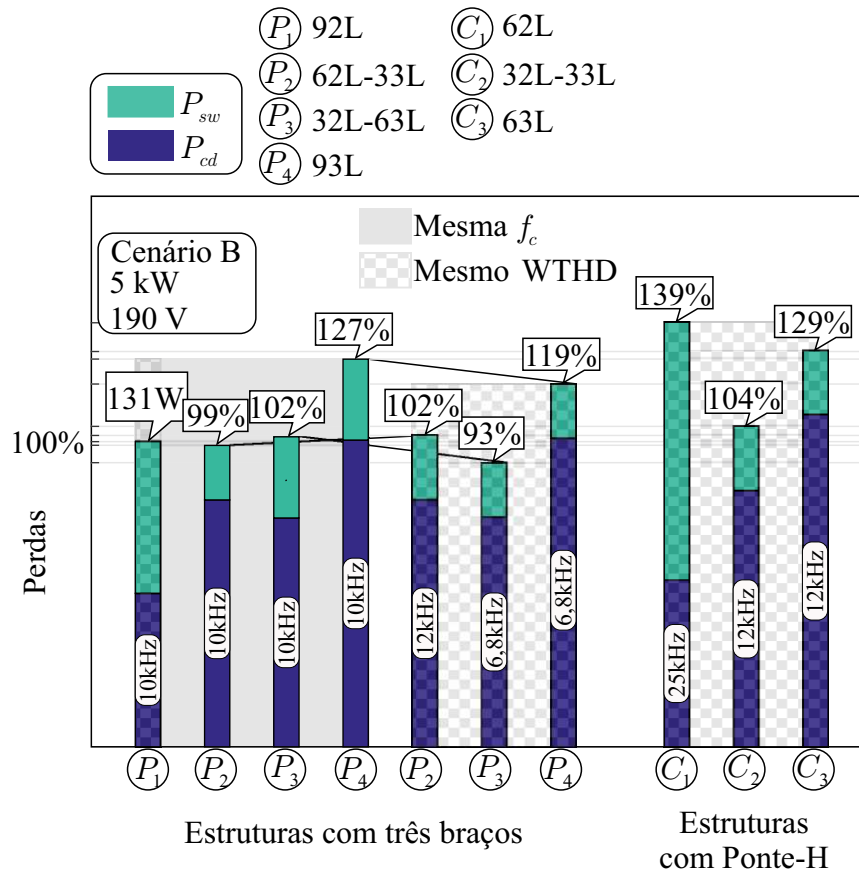


Figura 2.10: Avaliação das perdas nos semicondutores para o Cenário B - maior corrente.

- Para o cenário B (maior corrente) as topologias com braços de três níveis apresentaram desvantagens em comparação com outros cenários. Mesmo assim, a topologia  $P_3$  foi a que obteve maior eficiência em comparação com as outras topologias.
- Para o cenário C (alta tensão), as topologias propostas apresentam os melhores resultados e mostram-se bem apropriadas para aplicações nesse cenário. A topologia  $P_3$  reduz em 43% as perdas em comparação com a topologia  $P_1$ . As topologias  $C_1$ ,  $C_2$  e  $C_3$  tendem a ser menos eficientes em cenários de maior tensão.

A topologia 32L-63L mostrou-se a mais eficiente dentre as outras topologias estudadas para os diferentes cenários de operação analisados.

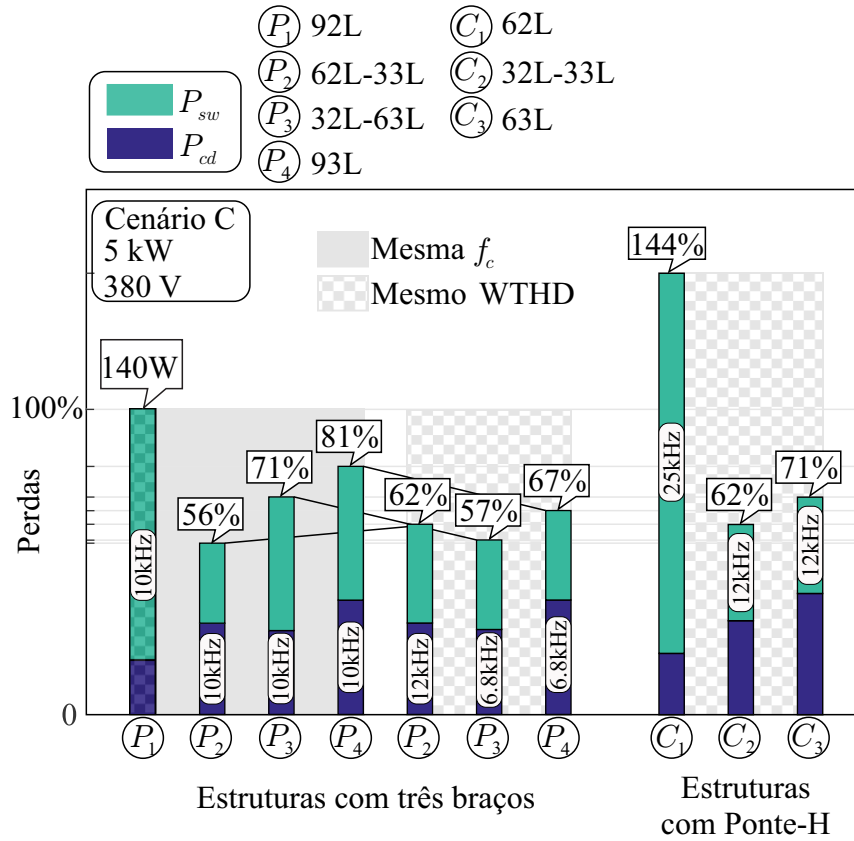


Figura 2.11: Avaliação das perdas nos semicondutores para o cenário C - maior tensão.

### 2.5.4 Resultados Experimentais

Para verificar a validade das considerações teóricas foram realizados experimentos das topologias formadas por módulos de três braços. Os resultados experimentais foram obtidos em uma bancada de testes composta por quatro módulos de conversores da *Semikron*, sendo cada módulo formado por quatro chaves IGBTs do tipo SKM50GB123D que são controladas por meio de *drivers* do tipo SKHI-23. O dispositivo central da bancada é o microcontrolador DSP (do inglês *Digital Signal Processor*) TMS320F28335, que realiza o processamento dos dados lidos nos sensores e que gera os sinais PWM para o chaveamento dos conversores. Usou-se também uma bancada auxiliar que disponibiliza três braços do tipo NPC.

Os testes experimentais foram feitos para as topologias 92L e 62L-33L. Devido as limitações de bancada não foi possível testar experimentalmente as topologias 32L-63L e 93L, porém os resultados obtidos para os outros casos são capazes de validar os estudos teóricos apresentados neste trabalho. Nos experimentos as topologias propostas operam como inver-

sor alimentando um carga resistiva trifásica e considerou-se o sistema funcionando em malha aberta.

As Figuras 2.12, 2.13 e 2.14 apresentam as formas de onda da tensão de saída ( $v_{s1}$ ,  $v_{s2}$  e  $v_{s3}$ ), das tensões de polo ( $v_{a_1 0_1}$ ,  $v_{b_1 0_1}$  e  $v_{c_1 0_1}$ ), da soma das tensões  $v_{b_1 0_1} + v_{c_1 0_1}$  e da tensão  $v_{\alpha n}$ .

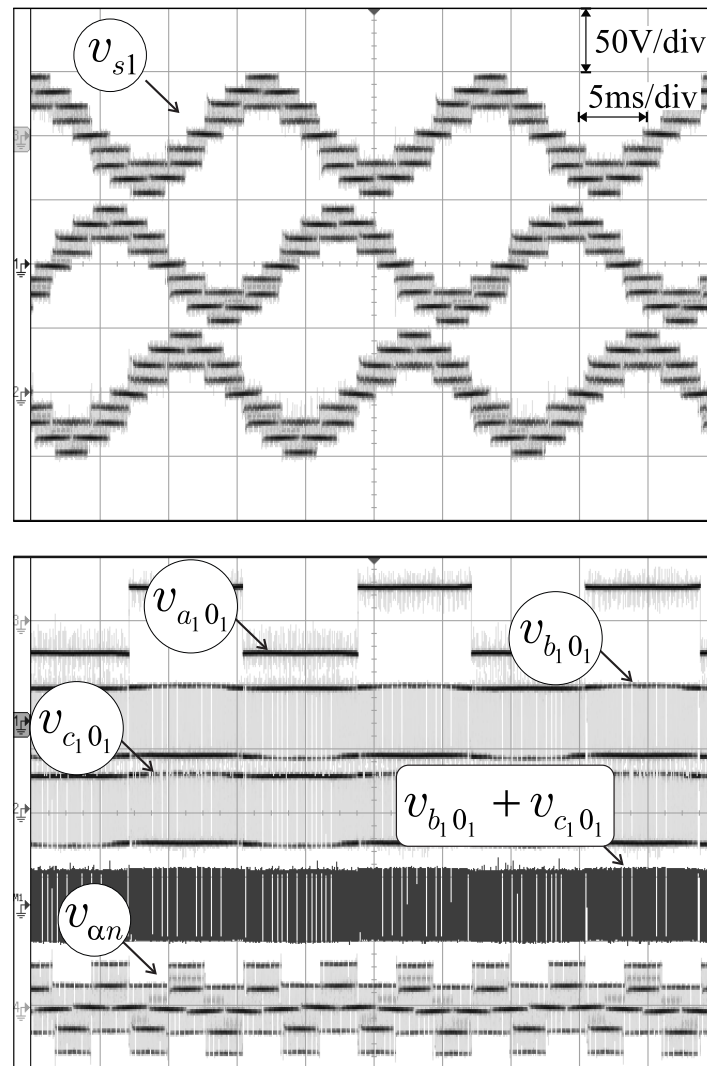


Figura 2.12: Tensão gerada pela topologia 92L.

As Figuras 2.12 e 2.13 ilustram os resultados para a topologia 92L sem e com aplicação da técnica *Interleaved* PWM, respectivamente. A tensão  $v_{s1}$  (ver Figura 2.13) apresenta um maior número de níveis devido a aplicação da técnica *Interleaved* PWM que produz mudanças nas tensões  $v_{b_1 0_1} + v_{c_1 0_1}$  e  $v_{\alpha n}$ . A Figura 2.14 mostra os resultados para a topologia 62L-33L. Observando-se os resultados para as tensões de polo é possível conhecer quais os braços que



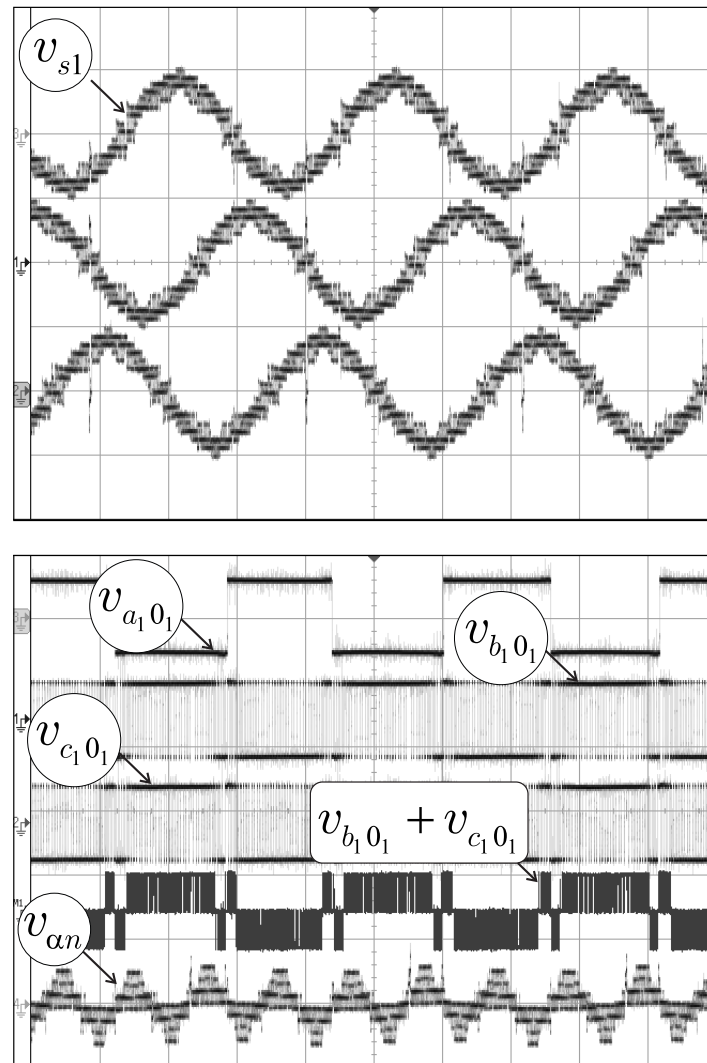


Figura 2.13: Tensão gerada pela topologia 92L.

operam em baixa frequência em cada topologia, isto é, o braço  $a_k$  para a topologia 92L, e os braços  $b_1$  e  $c_1$  para a topologia 62L-33L.

Os resultados experimentais estão de acordo com os resultados obtidos por meio das simulações (ver Figuras 2.5-2.8). Elas apresentam as mesmas formas de onda.

## 2.6 Conclusões

A partir das análises realizadas neste trabalho pode-se concluir que as topologias formadas pela interconexão em Y de módulos de conversores de três braços mostram-se uma excelente alternativa para conversão CA-CC como retificadores e na conversão CC-CA como inversores,

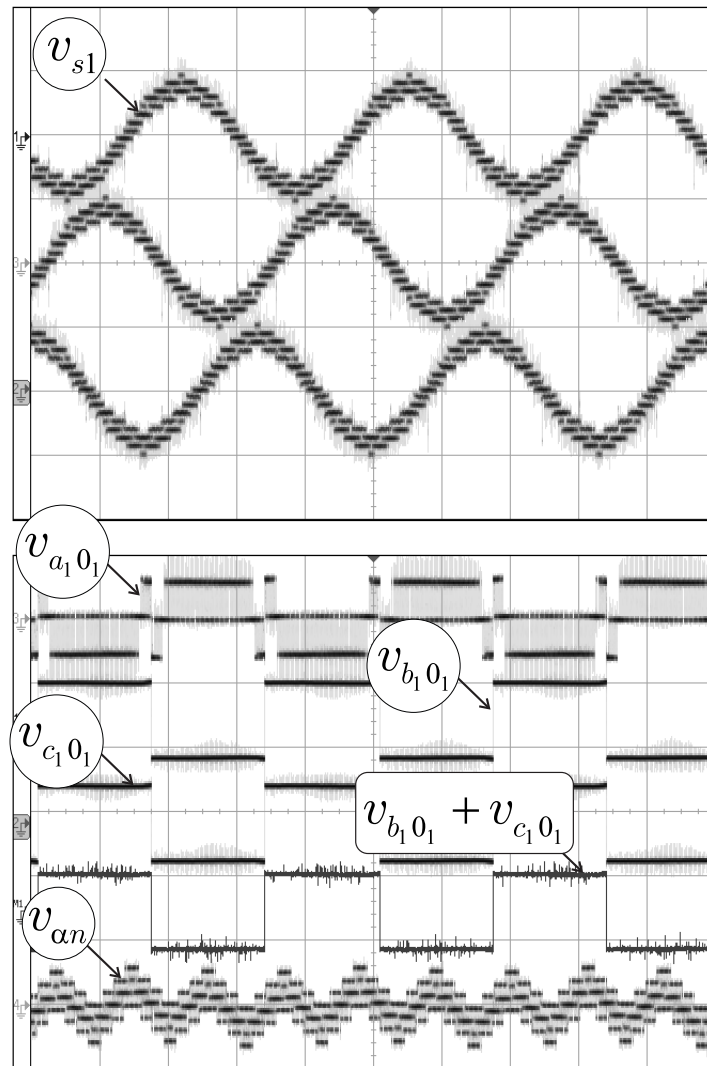


Figura 2.14: Tensão gerada pela topologia 92L.

podendo ser aplicados no acionamento de máquinas, como compensadores de energia, entre outros, já que essas topologias sintetizam formas de onda de tensão de alta qualidade com um maior número de níveis o que pode contribuir para que os dispositivos semicondutores operem com menores frequências de chaveamento.

Apesar das topologias híbridas 32L-33L e 32L-63L possuírem menor número de dispositivos semicondutores, elas apresentaram a mesma performance em termos de WTHD em comparação com as topologias 63L e 93L, respectivamente, que utilizam apenas braços NPC. Assim as topologias 32L-33L e 32L-63L operam com a mesma eficiência que as topologias 63L e 93L em termos de distorção harmônica e são mais baratas. Além disso, as topologias híbridas podem operar em baixa frequência com o mesmo WTHD da topologia 92L, que é

usada como referência nesse trabalho, reduzindo as perdas nos semicondutores.

Dentre as topologias híbridas estudada, a que apresentou melhores resultados em termos de WTHD e perdas nos semicondutores foi a topologia 32L-63L. Conforme discutida na Seção 2.5.3 essa topologia mostrou-se mais eficiente em todos os cenários analisados, isto é, nos cenários de menor corrente, maior corrente e maior tensão. Neste último alcançou uma redução de cerca de 43% em relação a topologia 92L. No geral, as topologias híbridas mostraram-se mais apropriadas para aplicações em cenários de maior tensão.

# 3

## Conversor CA/CC/CA Monofásico - Configuração 6L2T

### 3.1 Introdução

Em (Chang et al., 2006) é proposto um conversor CA/CC/CA monofásico formado por dois conversores de três braços conectados em série com dois barramentos CC, conforme ilustrado na Figura 1.5b. Ao longo do trabalho, essa topologia será referenciada como topologia 6L (*Six-Leg Topology*). Considerando que as tensões no barramento CC possuem igual valor, esse conversor gera tensões de entrada ( $v_g$ ) e de saída ( $v_l$ ) com cinco níveis. Análises também foram realizadas com a topologia 6L operando com diferentes tensões nos barramentos CC. Em (de Freitas et al., 2017b) é apresentada a operação do conversor com barramentos iguais e diferentes utilizando a técnica PWM vetorial. Quando as relações entre as tensões dos barramentos correspondem a  $v_{C_a} = 2v_{C_b}$  e  $v_{C_a} = 3v_{C_b}$  consegue-se aumentar o número de níveis das tensões ( $v_g$ ) e ( $v_l$ ) para sete e nove níveis, respectivamente, o que contribui para a geração de formas de onda com menor distorção harmônica.

Para que a topologia 6L funcione de modo adequado, torna-se necessário regular as tensões dos capacitores nos dois barramentos CC. Em (de Freitas et al., 2017b) uma técnica que controla as tensões dos barramentos utilizando a técnica PWM vetorial é proposta. Quando  $v_{C_a} = v_{C_b}$  e  $v_{C_a} = 2v_{C_b}$  é possível regular as tensões dos capacitores utilizando os melhores níveis de tensão, no entanto, quando  $v_{C_a} = 3v_{C_b}$  é necessário utilizar vetores

mais distantes para controlar o fluxo de potência nos capacitores, diminuindo a eficiência do conversor nesta condição de operação.

Utilizando a topologia 6L e um sistema de controle apropriado consegue-se garantir amplitude e frequência das tensões nos terminais da carga constantes e a maximização do fator de potência da rede monofásica. Com o objetivo de aprimorar a operação da topologia 6L, pode-se acrescentar a topologia a capacidade de compensar variações de tensão de curta ou longa duração, como elevações momentâneas de tensão e sobretensões. Uma maneira de se fazer isso é aumentando o valor da tensão total do barramento da topologia de acordo com o nível desejado de variação de tensão que o sistema será capaz de suportar. Por exemplo, considere a topologia 6L operando com  $220V_{rms}$  na entrada e na saída do conversor. O valor mínimo da tensão total do barramento CC deve ser  $v_C = 312V$ . Caso deseje-se que o conversor seja capaz de suportar uma sobretensão na entrada de 20% da tensão da rede, mantendo constante a tensão na carga, deve-se aumentar o barramento CC nessa mesma porcentagem, ou seja, agora tem-se  $v_C = 375V$ . Na maioria dos casos, essa alternativa não é a mais apropriada. Isso se dá porque aumentar a tensão do barramento contribui para elevar os estresses de tensão sobre as chaves do conversor e, conseqüentemente, aumentar as perdas por chaveamento da topologia. Além disso, em condições normais de operação, a topologia 6L operará com baixo índice de modulação para as tensões de entrada ( $v_g$ ) e de saída ( $v_l$ ), o que prejudica sua eficiência em termos da distorção harmônica de tensão. Para que a topologia 6L consiga operar com sobretensão na entrada sem a necessidade de aumentar a tensão total do barramento CC pode-se optar pelo uso de transformadores.

A partir da topologia 6L convencional é possível obter uma nova topologia CA/CC/CA monofásica multinível por meio da inserção de um transformador no lado da rede e outro no lado da carga. Assim, comparado a topologia 6L, a topologia resultante será capaz de compensar sobretensões na entrada, sem a necessidade de aumentar a tensão do barramento CC, assim como também maximizar o índice de modulação da carga. Essa nova topologia, denominada 6L2T (*Six-Leg Topology with Two Transformers*) e apresentada na Figura 3.1, será discutida nesse capítulo.

De acordo com a relação de espiras dos transformadores  $T_g$  e  $T_l$ , pode-se optar por gerar tensões na entrada e na saída do conversor com cinco, sete ou nove níveis sem que haja necessidade de um segundo barramento CC. A utilização de apenas um barramento CC

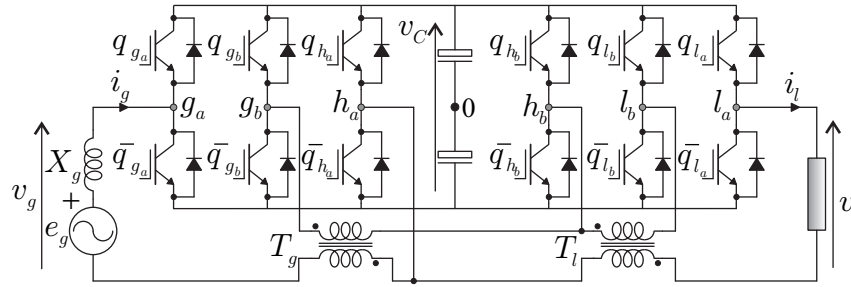


Figura 3.1: Circuito da Topologia 6L2T.

simplifica a implementação da estratégia de controle aplicada ao sistema.

A relação de espiras dos transformadores também tem influência nos valores das correntes que circularão nos braços  $s_b$  (sendo  $s = g, l, h$ ), fazendo diminuir ou aumentar os seus valores. Portanto, quando se deseja trabalhar em cenários de alta corrente pode-se optar por relações de espiras que favoreçam a redução das correntes que circulam nos braços  $s_b$  de forma a diminuir as perdas por condução em comparação com a topologia 6L convencional. Já em cenários de baixa corrente, pode-se optar por relações de espiras que maximizem o número de níveis em que as tensões podem ser geradas e que possibilitem reduzir a tensão total do barramento CC.

A topologia 6L2T mostra-se também bem apropriada para aplicações em que os níveis de tensão na entrada e na saída do conversor são diferentes, dada a flexibilidade que se tem na escolha da relação de espiras dos transformadores. Três casos foram considerados para análise: i) as tensões nominais na entrada e na saída do conversor são iguais; ii) o valor nominal da tensão de saída é duas vezes o valor nominal da tensão de entrada; e iii) o valor nominal da tensão de entrada é duas vezes o valor nominal da tensão de saída. Os casos ii) e iii) são cenários comuns no Brasil uma vez que a tensão nominal da rede de alimentação em algumas regiões é  $110V_{rms}$  enquanto que em outras é  $220V_{rms}$ .

Para a topologia 6L2T é apresentado o seu modelo dinâmico, a análise dos esforços nas chaves para diferentes relações de espiras nos transformadores e a estratégia PWM utilizada para gerar os estados das chaves de potência. A estratégia de controle proposta atua de modo a garantir que o sistema compense sobretensões e afundamentos na rede elétrica mantendo constantes a amplitude e frequência da tensão sobre a carga, assim como também a tensão do barramento CC. Além disso, o controle do fator de potência da rede monofásica mantém

a corrente da entrada senoidal em fase com a tensão da rede, propiciando a maximização do fator de potência na entrada. Essas características tornam possível que a topologia 6L2T seja aplicada em sistemas monofásicos de conversão e compensação de energia, como sistemas UPS e UPQC discutidos na Seção 1.2.2. As comparações entre as topologias 6L e 6L2T são feitas em termos de complexidade do sistema, distorção harmônica de tensão e perdas nos semicondutores. Resultados de simulação e experimentais são apresentados para validar os estudos teóricos realizados.

## 3.2 Modelo do Sistema

A configuração 6L2T é formada pela conexão em série de dois conversores de três braços por meio de dois transformadores, um inserido no lado da rede elétrica e outro inserido no lado da carga. Os conversores compartilham o mesmo barramento CC. As equações que definem o sistema podem ser obtidas a partir do seu circuito equivalente apresentado na Figura 3.2.

Utilizando as leis de *Kirchhoff* das tensões e das correntes têm-se

$$e_g = z_g i_g + v_g \quad (3.1)$$

$$i_l = i_g + i_h \quad (3.2)$$

$$i_{l_b} = i_{g_b} + i_{h_b} \quad (3.3)$$

Em que  $z_g = r_g + pl_g$  representa a impedância  $X_g$  associada a rede elétrica, sendo  $p = d/dt$ ;  $e_g$  é a tensão da rede elétrica;  $i_g$  é a corrente da rede elétrica;  $i_l$  é a corrente da carga;  $i_h$  é a corrente do braço compartilhado  $h_a$ ; e  $i_{g_b}$ ,  $i_{l_b}$  e  $i_{h_b}$  são as correntes que circulam pelos braços  $g_b$ ,  $l_b$  e  $h_b$ , respectivamente, determinadas a partir dos valores  $N_g$  e  $N_l$  que representam a relação de espiras dos transformadores  $T_g$  e  $T_l$ , respectivamente. As correntes  $i_{g_b}$ ,  $i_{l_b}$  e  $i_{h_b}$  podem ser escritas como

$$i_{g_b} = N_g i_g \quad (3.4)$$

$$i_{l_b} = N_l i_l \quad (3.5)$$

$$i_{h_b} = N_l i_l - N_g i_g \quad (3.6)$$

Considere que  $q_{s_k}$  representa o estado das chaves superiores dos conversores e que  $\bar{q}_{s_k}$  representa seu complementar. Quando  $q_{s_k} = 1$  indica que a chave superior se encontra no

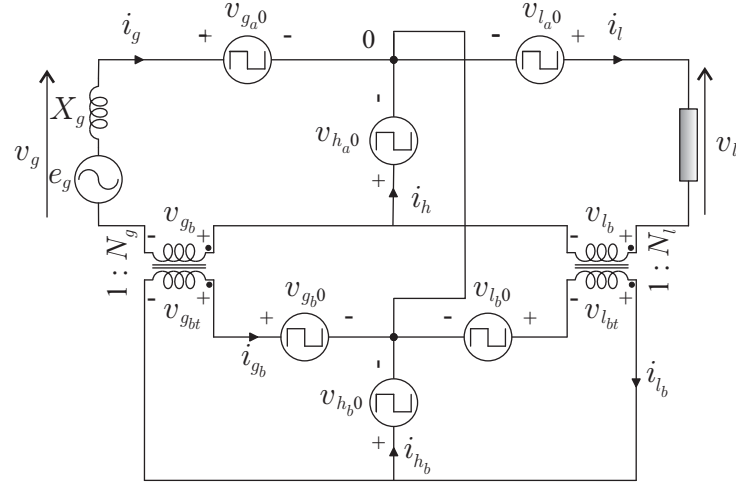


Figura 3.2: Circuito Equivalente da Topologia 6L2T.

estado fechado e quando  $q_{s_k} = 0$  indica que a chave superior se encontra no estado aberto. As tensões de polo do conversor  $v_{s_k0_k}$  são calculadas em função do estado das chaves  $q_{s_k}$  e podem ser calculadas da seguinte forma

$$v_{s_k0} = (2q_{s_k} - 1) \frac{v_C}{2} \quad (3.7)$$

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 ( $v_l$ ) da topologia podem ser escritas como

$$v_g = v_{g_a0} - v_{h_a0} + v_{g_b} \quad (3.8)$$

$$v_l = v_{l_a0} - v_{h_a0} - v_{l_b} \quad (3.9)$$

Como  $v_{g_b} = N_g v_{g_{bt}}$  e  $v_{l_b} = N_l v_{l_{bt}}$ , tem-se

$$v_{g_b} = N_g (v_{g_{b0}} - v_{h_{b0}}) \quad (3.10)$$

$$v_{l_b} = N_l (v_{h_{b0}} - v_{l_{b0}}) \quad (3.11)$$

Logo, as tensões  $v_g$  e  $v_l$  podem ser expressas por

$$v_g = v_{g_a0} - v_{h_a0} + N_g v_{g_{b0}} - N_g v_{h_{b0}} \quad (3.12)$$

$$v_l = v_{l_a0} - v_{h_a0} + N_l v_{l_{b0}} - N_l v_{h_{b0}} \quad (3.13)$$



As tensões de polo definem as tensões

$$v_{gab} = v_{ga0} + N_g v_{gb0} \quad (3.14)$$

$$v_{lab} = v_{la0} + N_l v_{lb0} \quad (3.15)$$

$$v_{habg} = v_{ha0} + N_g v_{hb0} \quad (3.16)$$

$$v_{habl} = v_{ha0} + N_l v_{hb0} \quad (3.17)$$

A Figura 3.3 ilustra o circuito equivalente simplificado do sistema 6L2T considerando cada braço como sendo uma fonte chaveada. A tensão gerada pelo braço  $v_{hb0}$  está refletida no lado da rede e no lado da carga, pois as relações de espiras dos transformadores  $T_g$  e  $T_l$  são distintas e, portanto, sua contribuição para as tensões geradas  $v_g$  e  $v_l$  são diferentes.

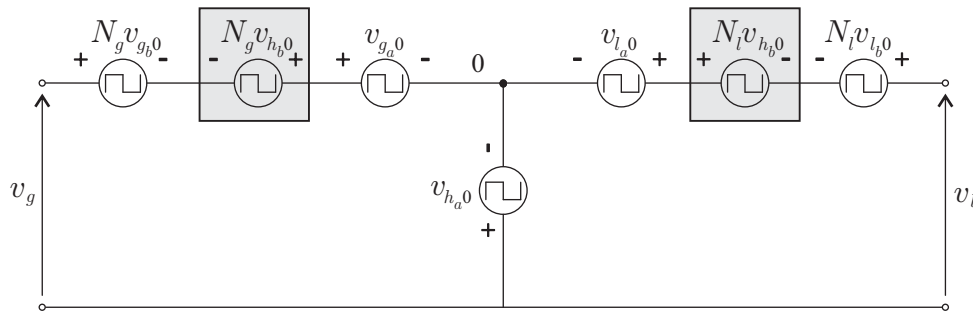


Figura 3.3: Circuito equivalente simplificado da topologia 6L2T.

### 3.3 Especificação da Relação de Espiras dos Transformadores

Os valores de  $N_g$  e  $N_l$  devem ser escolhidos de modo que o conversor sintetize tensões com baixo conteúdo harmônico, ou seja, com alto número de níveis de tensão igualmente espaçados e, ao mesmo tempo, consiga operar com sobretensões na entrada sem a necessidade de aumentar a tensão total do barramento CC. Nessas condições,  $N_g$  e  $N_l$  podem assumir os seguintes valores: i)  $N = 1$ , sintetizando tensões com cinco níveis; ii)  $N = 1/2$  ou  $N = 2$ , sintetizando tensões com sete níveis; e, iii)  $N = 1/3$  ou  $N = 3$ , sintetizando tensões com nove níveis.

A escolha adequada dos valores da relação de espiras dos transformadores possibilita também a operação do conversor 6L2T com diferentes níveis de tensão na entrada e na saída

do sistema, e com índice de modulação unitário na carga. Quanto à amplitude das tensões, foram analisados três cenários: i) as tensões nominais na entrada e na saída do conversor são iguais; ii) o valor nominal da tensão na saída é duas vezes o valor nominal da tensão na entrada; e iii) o valor nominal da tensão na entrada é duas vezes o valor nominal da tensão na saída.

As Tabelas 3.1, 3.2 e 3.3 apresentam os valores escolhidos para a relação de espiras dos transformadores, a capacidade de sobretensão na entrada que a topologia pode suportar, as características de corrente no primário dos transformadores e o valor mínimo da tensão do barramento CC para cada cenário estudado. Os valores da tensão do barramento CC são mostrados em p.u. tomando como base a amplitude da tensão na carga. A Seção 3.4 mostra como os valores da tensão do barramento CC são calculados.

Tabela 3.1: Análise da topologia 6L2T operando com níveis de tensão iguais na entrada e na saída do sistema.

Relação de Espiras		Níveis		Capacidade de Sobretensão	Tensão do Barramento CC	Correntes	
$N_g$	$N_l$	$v_g$	$v_l$			$i_{gB}$	$i_{lB}$
1/2	1/3	7	9	12,5%	0,75 p.u.	$0,5i_g$	$0,33i_l$
1	1/2	5	7	33%	0,67 p.u.	$i_g$	$0,5i_l$
3	2	9	7	33%	0,33 p.u.	$3i_g$	$2i_l$
2	1	7	5	50%	0,50 p.u.	$2i_g$	$i_l$
1	1/3	5	9	50%	0,75 p.u.	$i_g$	$0,33i_l$

Tabela 3.2: Análise da topologia 6L2T operando com nível de tensão na saída igual a duas vezes o nível de tensão na entrada do sistema.

Relação de Espiras		Níveis		Capacidade de Sobretensão	Tensão do Barramento CC	Correntes	
$N_g$	$N_l$	$v_g$	$v_l$			$i_{gB}$	$i_{lB}$
1	2	5	7	33%	0,33 p.u.	$i_g$	$2i_l$
1/3	1	9	5	33%	0,50 p.u.	$0,33i_g$	$i_l$
1/2	1	7	5	50%	0,50 p.u.	$0,5i_g$	$i_l$
2	3	7	9	50%	0,25 p.u.	$2i_g$	$3i_l$
1/3	1/2	9	7	77%	0,67 p.u.	$0,33i_g$	$0,5i_l$

A Tabela 3.1 mostra que quando os níveis de tensão na entrada e na saída do conversor são iguais o conversor pode operar com sobretensões de 12,5%, 33% e 50%. Já quando a tensão na saída do conversor é duas vezes a tensão na entrada, o conversor pode operar com

Tabela 3.3: Análise da topologia 6L2T operando com nível de tensão na entrada igual a duas vezes o nível de tensão na saída do sistema.

Relação de Espiras		Níveis		Capacidade de Sobretensão	Tensão do Barramento CC	Correntes	
$N_g$	$N_l$	$v_g$	$v_l$			$i_{gB}$	$i_{lB}$
2	1/3	7	9	12,5%	0,75 p.u.	$2i_g$	$0,33i_l$
3	1/2	9	7	33%	0,67 p.u.	$3i_g$	$0,5i_l$

33%, 50% e 77% de sobretensão conforme a Tabela 3.2. Por fim, quando a tensão na entrada é duas vezes a tensão na saída, o conversor pode operar com sobretensões de 12,5% e 33% de acordo com a Tabela 3.3.

Em cenários específicos, existem duas opções de escolha dos valores de  $N_g$  e  $N_l$  para que o conversor opere com determinada capacidade de sobretensão. Para definir qual a melhor opção priorizou-se aquela cujo valor de  $N_l$  resultasse na sintetização da tensão  $v_l$  com maior número de níveis. Porém, verificou-se também como esse valor influiria na tensão do barramento CC e na corrente nos braços  $s_b$  (sendo  $s = g, l, h$ ) conectados ao primário dos transformadores. As linhas destacadas nas Tabelas 3.1, 3.2 e 3.3 indicam os casos que apresentaram melhores resultados em termos de distorção harmônica e estresse de tensão e corrente nas chaves.

A análise dos valores da tensão do barramento CC e das correntes no primário dos transformadores calculados em função da relação de espiras dos transformadores, mostram que a configuração 6L2T pode ser mais vantajosa quando aplicadas em cenários de tensão e corrente específicos. Quando os valores de  $N_g$  e  $N_l$  são iguais a 1/2 ou 1/3 isso acarretará uma redução significativa nas correntes dos braços  $s_b$  (com  $s = g, l, h$ ) o que pode favorecer a aplicação da topologia em cenários de alta corrente e baixa tensão. Enquanto que, nos casos em que  $N_g$  e  $N_l$  são iguais a 2 ou 3 as correntes dos braços  $s_b$  serão maiores, porém haverá uma redução significativa na tensão do barramento CC favorecendo a aplicação da topologia em cenários de baixa corrente e maior tensão.

Por exemplo, quando a amplitude das tensões na entrada e na saída são iguais, a topologia 6L2T operando com capacidade de sobretensão de 12,5% e 50% apresenta melhores resultados em cenários de alta corrente e baixa tensão, enquanto que a operação com 33% é mais apropriada para cenários de baixa corrente e alta tensão. Operando com tensão na

saída igual a duas vezes a tensão na entrada, a operação com capacidade de sobretensão de 50% é mais apropriada para cenários de baixa corrente e a operação com 33% e 77% é mais apropriada para cenários de alta corrente. Por fim, quando opera com a tensão da entrada igual a duas vezes a tensão da saída, a topologia 6L2T mostra-se vantajosa em todos esses cenários.

### 3.4 Tensão do Barramento CC

O valor da tensão do barramento CC é calculada em função das tensões a serem geradas na entrada ( $v_g$ ) e na saída ( $v_l$ ) do conversor. Para que essas tensões sejam corretamente sintetizadas pela topologia 6L2T,  $v_g$  e  $v_l$  deverão obedecer as seguintes condições:

$$|v_g| \leq v_C + N_g v_C \quad (3.18)$$

$$|v_l| \leq v_C + N_l v_C \quad (3.19)$$

$$|v_g - v_l| \leq v_C + (N_g + N_l)v_C \quad (3.20)$$

Logo, o valor mínimo ( $v_{C_{min}}$ ) da tensão do barramento CC pode ser definido pela seguinte relação

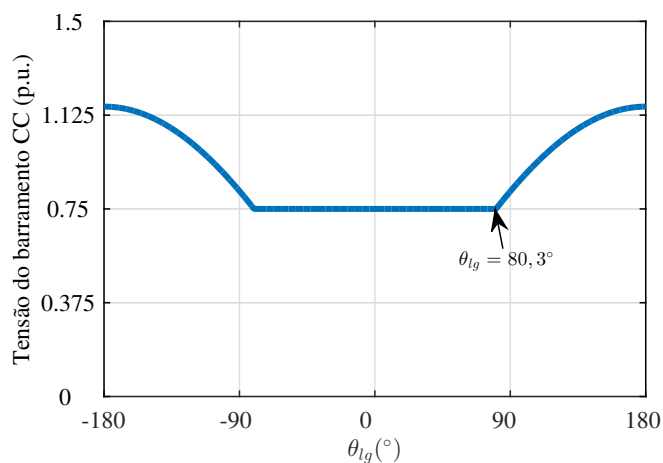
$$v_{C_{min}} = \max\left\{\frac{|v_g|}{(1 + N_g)}, \frac{|v_l|}{(1 + N_l)}, \frac{|v_g - v_l|}{(1 + N_g + N_l)}\right\} \quad (3.21)$$

A Equação (3.21) mostra que é preciso considerar a defasagem entre as tensões  $v_g$  e  $v_l$  ( $\theta_{lg} = \theta_l - \theta_g$ ) para que a tensão do barramento CC seja mantida no seu valor mínimo.

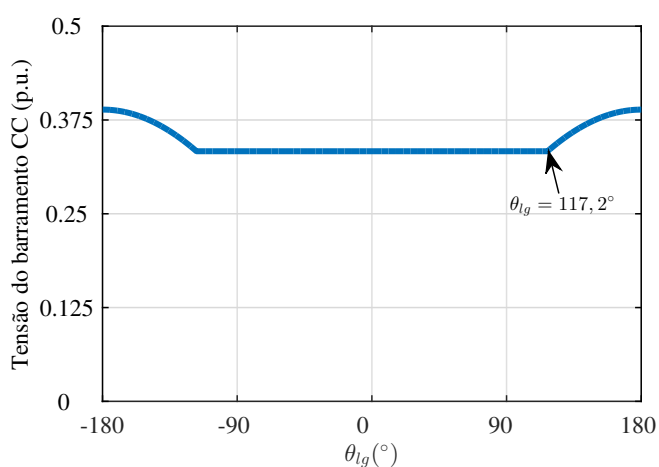
Nas Figuras 3.4, 3.5 e 3.6 são apresentadas as curvas das tensões mínimas do barramento CC da configuração 6L2T em função do ângulo  $\theta_{lg}$ , considerando que a topologia pode operar com sobretensão e que  $-180^\circ \leq \theta_{lg} \leq 180^\circ$ .

Como pode ser observado, as tensões  $v_g$  e  $v_l$  devem ser sincronizadas para que não seja necessário aumentar a tensão do barramento CC. Conforme discutido em (de Freitas et al., 2017b), o valor mínimo da tensão dos barramentos CC do conversor 6L é mantido em 1p.u. se  $|\theta_{lg}| \leq 60^\circ$ . No caso da configuração 6L2T, operando no cenário em que os níveis de tensão na entrada e saída do sistema são iguais e com capacidade de suportar sobretensões de 12,5%, 33% e 50%, os intervalos de sincronização correspondem a  $|\theta_{lg}| \leq 80,3^\circ$ ,  $|\theta_{lg}| \leq 117,2^\circ$  e  $|\theta_{lg}| \leq 86,3^\circ$ , respectivamente. Quando a tensão na saída é duas vezes a tensão na entrada

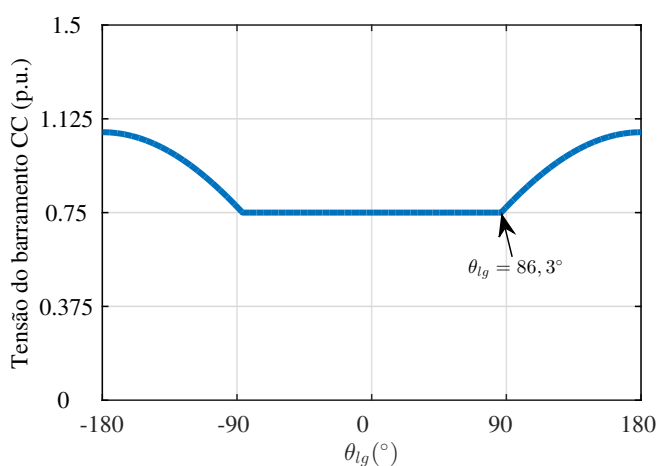
do sistema, para as sobretensões de 33%, 50% e 77,7% têm-se  $|\theta_{lg}| \leq 86,3^\circ$ ,  $|\theta_{lg}| \leq 117,2^\circ$  e  $|\theta_{lg}| \leq 80,3^\circ$ , respectivamente. Por fim, para a tensão na entrada igual a duas vezes a tensão na saída do sistema e com sobretensões de 12,5% e 33% têm-se  $|\theta_{lg}| \leq 92,2^\circ$  e  $|\theta_{lg}| \leq 99,5^\circ$ , respectivamente. Portanto, em relação a topologia 6L e para todos os cenários analisados, a configuração 6L2T apresenta maior intervalo de sincronização para manter a tensão do barramento  $v_C$  no seu valor mínimo. Essa característica torna-se interessante pois o ângulo  $\theta_{lg}$  também pode ser selecionado de forma a reduzir as correntes nos braços compartilhados  $h_a$  e  $h_b$ , conforme discutido em (Maia e Jacobina, 2014).



(a)

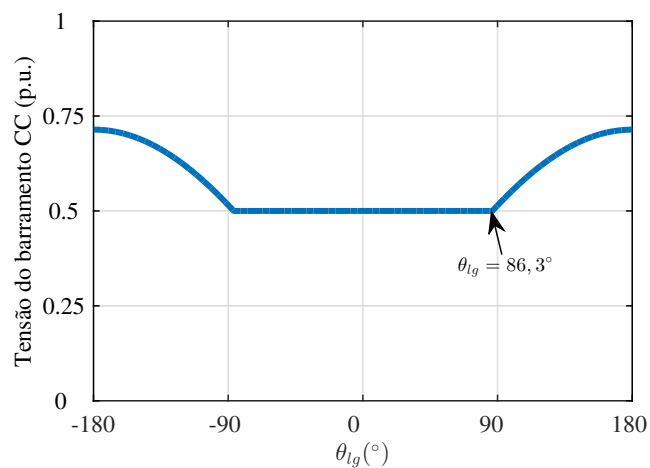


(b)

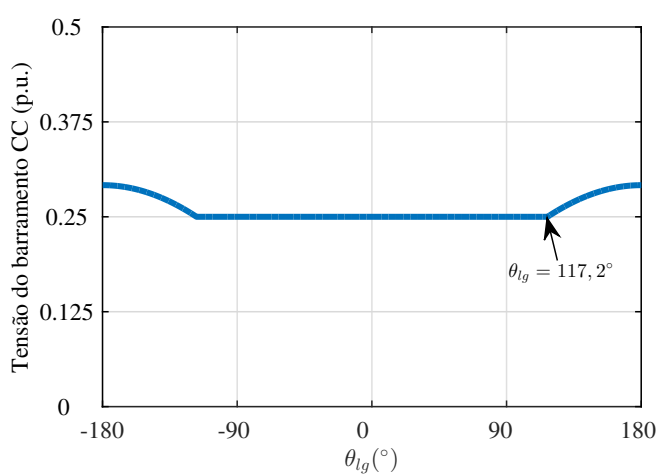


(c)

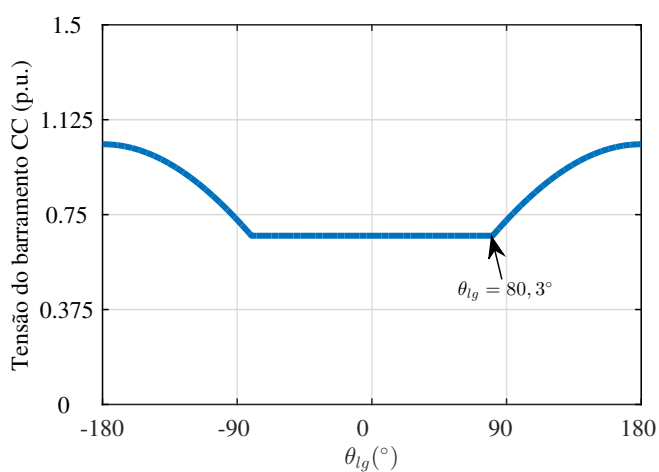
Figura 3.4: Tensão mínima do barramento CC em função de  $\theta_{lg}$  para o cenário em que a amplitude das tensões na entrada e saída do sistema são iguais. (a) Com capacidade de sobretensão de 12,5%. (b) Com capacidade de sobretensão de 33%. (c) Com capacidade de sobretensão de 50%.



(a)



(b)



(c)

Figura 3.5: Tensão mínima do barramento CC em função de  $\theta_{lg}$  para o cenário em que o valor nominal da tensão de saída é duas vezes o valor nominal da tensão de entrada. (a) Com capacidade de sobretensão de 33%. (b) Com capacidade de sobretensão de 50%. (c) Com capacidade de sobretensão de 77%.

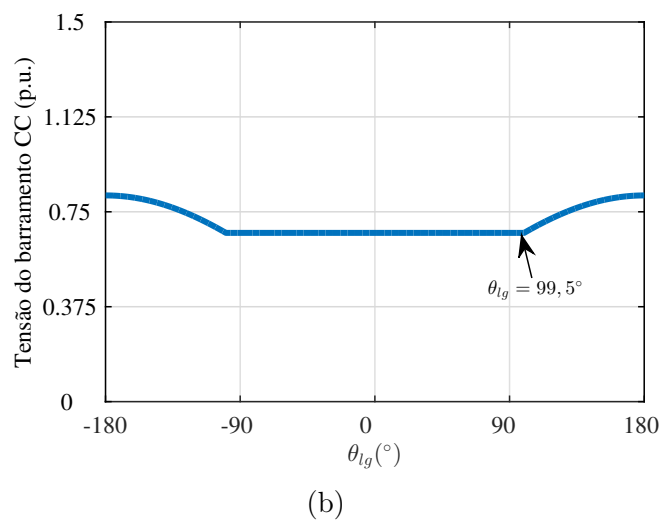
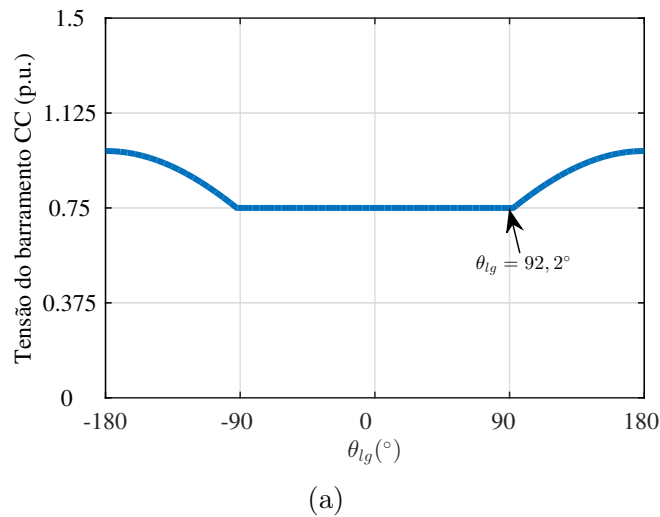


Figura 3.6: Tensão mínima do barramento CC em função de  $\theta_{lg}$  para o cenário em que o valor nominal da tensão de entrada é duas vezes o valor nominal da tensão de saída. (a) Com capacidade de sobretensão de 12,5%. (b) Com capacidade de sobretensão de 33%.

### 3.5 Estratégias PWM

Nesta seção, serão apresentadas duas técnicas PWM que foram aplicadas a configuração 6L2T: a estratégia vetorial denominada SV-PWM e a estratégia *level-shifted* (LS-PWM). Estas técnicas são adequadas para implementação em *hardware* de baixo custo, como DSPs (*Digital Signal Processors*) e FPGAs (*Field Programmable Gate Array*), e possuem baixa complexidade computacional.



### 3.5.1 Estratégia SV-PWM

A técnica PWM aplicada a topologia proposta 6L2T foi a estratégia vetorial denominada SV-PWM. Devido ao braço compartilhado entre a entrada e a saída dos conversores, nota-se que a estratégia PWM não pode ser definida de forma independente para o lado da rede e para o lado da carga. Sendo assim, a estratégia SV-PWM proposta consiste em resolver um plano vetorial  $v_l \times v_g$ , definido de forma que a tensão  $v_g$  coincida com o eixo real ( $Re$ ) e a tensão  $v_l$  com o eixo imaginário ( $Im$ ) (Jacobina et al., 2006).

Um vetor de tensão no plano vetorial  $v_l \times v_g$  pode ser representado por:

$$v_{n_a n_b} = v_g + jv_l \quad (3.22)$$

Todos esses vetores são obtidos em função dos estados binários das chaves de potência  $q_{g_a}, q_{g_b}, q_{l_a}, q_{l_b}, q_{h_a}, q_{h_b}$ . Nesse caso, existirão sessenta e quatro possíveis combinações de estados das chaves que gerarão os vetores de tensão  $v_{n_a n_b}$ . Na expressão (3.22)  $n_a$  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.

As Figuras 3.7, 3.8 e 3.9 ilustram os planos vetoriais gerados pelo conversor para os casos em destaque nas Tabelas 3.1, 3.2 e 3.3, respectivamente. Cada triângulo representa um setor do plano e seus vértices são vetores de tensão. São mostrados apenas as combinações de chaves para os setores em que  $v_l \geq 0$ . Contudo, como os planos vetoriais são simétricos, o vetor  $v_{n_a n_b} = -v_g - jv_l$  é gerado a partir da combinação de chaves complementar a combinação que gera o vetor  $v_{n_a n_b} = v_g + jv_l$ . Por exemplo, se o vetor  $v_{42}$  no plano da Figura 3.7a gera  $0,75 + j0,25$ ,  $-0,75 - j0,25$  é gerado a partir do vetor  $v_{35}$ . Os valores são apresentados em p.u. tomando como valor base a amplitude da tensão da saída ( $V_l$ ) do conversor.

A técnica SV-PWM desenvolvida neste trabalho baseia-se na estratégia vetorial apresentada em (van der Broeck et al., 1988). Nessa estratégia  $v^* = v_g + jv_l$  representa a tensão de referência que deve ser gerada pelo conversor durante o período de amostragem  $T$ . O vetor tensão de referência dentro de cada setor deve ser sintetizado pelos vetores localizados nos vértices do triângulo que correspondem aos vetores mais próximos de  $v^*$ .

Assumindo que  $v^*$  é constante dentro do período de amostragem  $T$  e que o mesmo está

localizado no setor definido pelos vetores  $v_x$ ,  $v_y$  e  $v_z$  obtêm-se

$$v^* = v_x \frac{t_x}{T} + v_y \frac{t_y}{T} + v_z \frac{t_z}{T} \quad (3.23)$$

onde  $t_x$ ,  $t_y$  e  $t_z$  são os tempos de aplicação dos vetores  $v_x$ ,  $v_y$  e  $v_z$ , e seus valores devem ser determinados resolvendo-se o sistema formado pelas seguintes equações:

$$v_g^* = v_{gx} \frac{t_x}{T} + v_{gy} \frac{t_y}{T} + v_{gz} \frac{t_z}{T} \quad (3.24)$$

$$v_l^* = v_{lx} \frac{t_x}{T} + v_{ly} \frac{t_y}{T} + v_{lz} \frac{t_z}{T} \quad (3.25)$$

$$T = T_x + T_y + T_z \quad (3.26)$$

Na simulação da estratégia vetorial os vetores de tensão foram aplicados de forma simétrica durante o período de amostragem  $T$ . Isso quer dizer que a sequência de aplicação dos vetores de tensão  $v_x$ ,  $v_y$  e  $v_z$  deve ser  $v_x(\frac{t_x}{2}) \rightarrow v_y(\frac{t_y}{2}) \rightarrow v_z \rightarrow v_y(\frac{t_y}{2}) \rightarrow v_x(\frac{t_x}{2})$ .

Um vetor de tensão pode ser gerado por uma ou mais combinações de estados das chaves. Por exemplo, para o caso em que as tensões na entrada e na saída do sistema são iguais e a topologia 6L2T opera com capacidade de 12,5% de sobretensão (ver Figura 3.7a), o vetor  $0,375 + j0,75$  pode ser sintetizado por  $v_{24}$  e  $v_{63}$  (isto é,  $[0,1,0,1,0,0]$  e  $[1,1,0,0,1,1]$ ). Essa característica, presente nos planos vetoriais, possibilita a escolha das redundâncias e da sequência de aplicação dos vetores de tensão de modo a minimizar as mudanças nos estados das chaves, diminuindo a frequência média de chaveamento dos dispositivos semicondutores. Por exemplo, considere que, de acordo com a Figura 3.7a,  $v^*$  está localizado no setor limitado pelos vértices que são definidos pelos vetores  $v_{24}$  e  $v_{63}$  (vértice  $x$ );  $v_{60}$  e  $v_{67}$  (vértice  $y$ ); e  $v_{61}$  (vértice  $z$ ). Então, a combinação que deve ser escolhida com o objetivo de se obter a menor frequência de chaveamento para gerar  $v^*$  consiste na escolha dos vetores  $v_{60}$  ( $[1,1,0,0,0,0]$ ),  $v_{61}$  ( $[1,1,0,0,0,1]$ ) e  $v_{63}$  ( $[1,1,0,0,1,1]$ ). Desse modo, apenas as chaves  $q_{l_b}$  e  $q_{h_b}$  apresentarão mudança de estado durante o período  $T$ .

Assim, para cada aplicação, escolhendo-se os valores apropriados de  $N_g$  e  $N_l$  e aplicando-se a técnica SV-PWM é possível alcançar uma solução otimizada em termos de distorção harmônica das tensões geradas e de perdas por chaveamento para a topologia 6L2T.

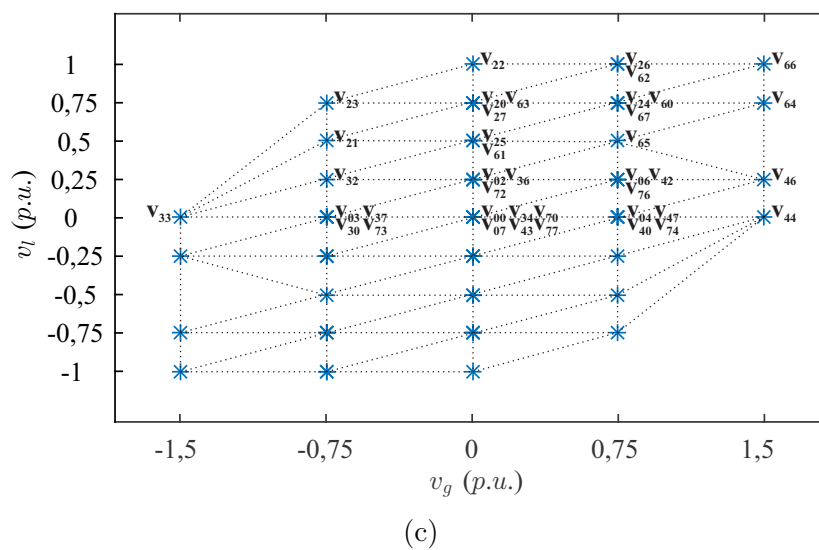
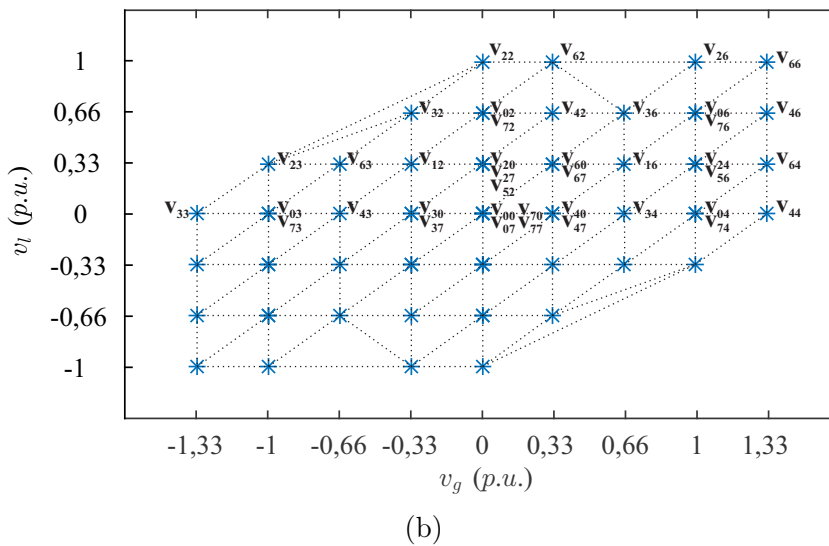
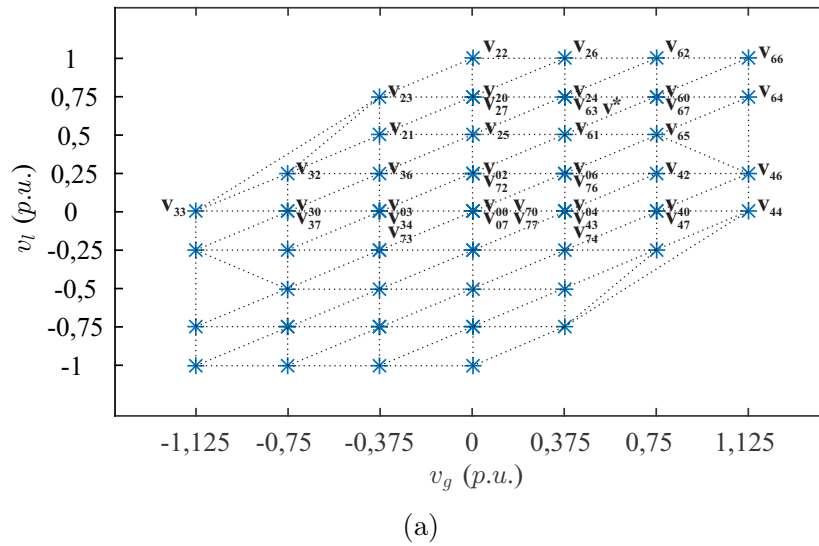
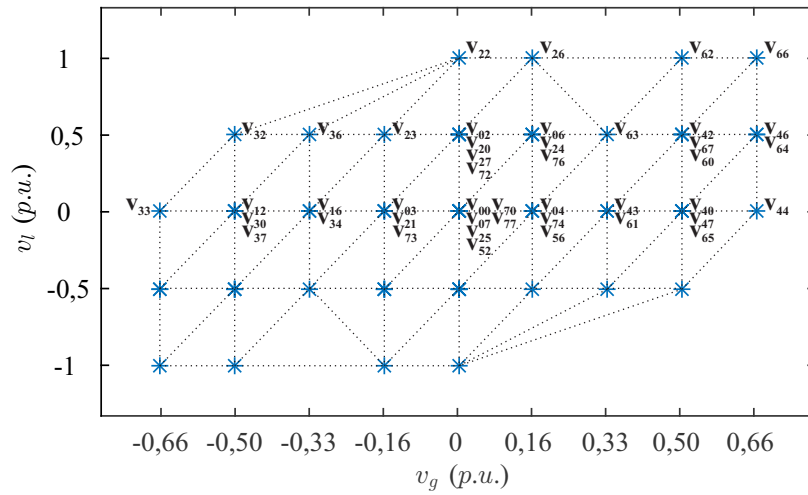
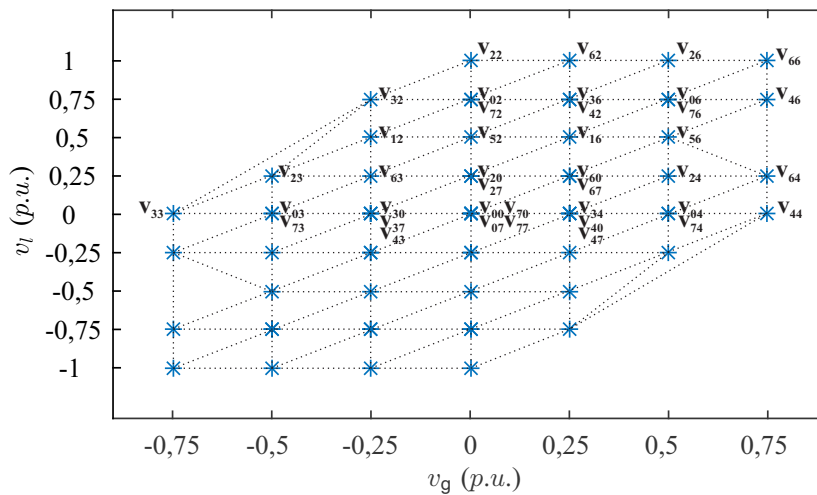


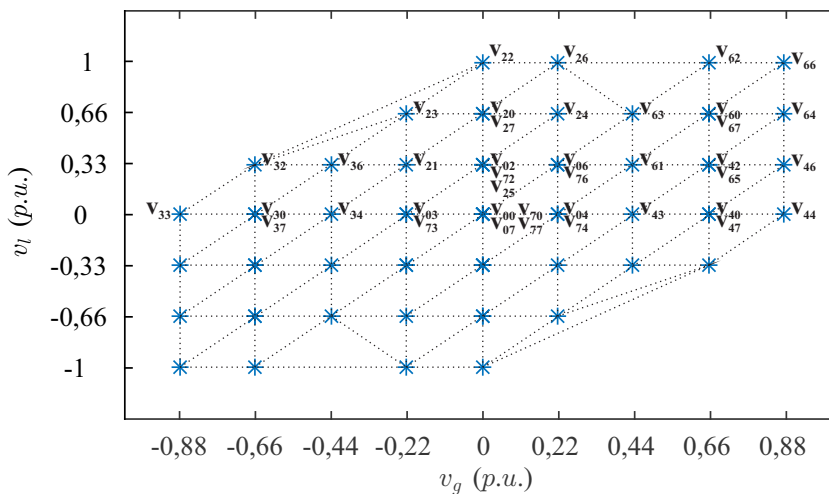
Figura 3.7: Diagramas vetoriais  $v_l$  x  $v_g$  para o cenário em que a amplitude das tensões na entrada e saída do sistema são iguais. (a) Com capacidade de sobretensão de 12,5%. (b) Com capacidade de sobretensão de 33%. (c) Com capacidade de sobretensão de 50%.



(a)



(b)



(c)

Figura 3.8: Diagramas vetoriais  $v_l \times v_g$  para o cenário em que o valor nominal da tensão de saída é duas vezes o valor nominal da tensão de entrada. (a) Com capacidade de sobretensão de 33%. (b) Com capacidade de sobretensão de 50%. (c) Com capacidade de sobretensão de 77%.

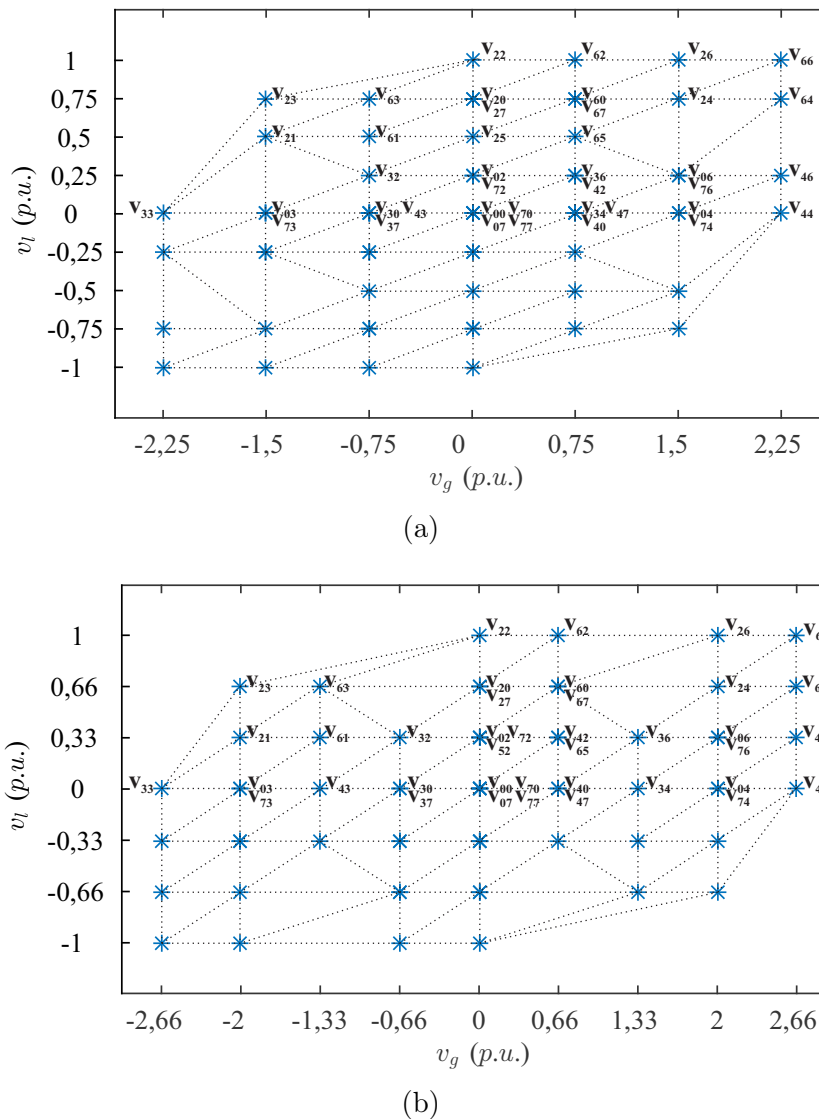


Figura 3.9: Diagramas vetoriais  $v_l \times v_g$  para o cenário em que o valor nominal da tensão de entrada é duas vezes o valor nominal da tensão de saída. (a) Com capacidade de sobretensão de 12,5%. (b) Com capacidade de sobretensão de 33%.

### 3.5.2 Estratégia LS-PWM

A estratégia *level-shifted* (LS-PWM) define o estado das chaves do conversor a partir da comparação das tensões de referência com portadoras triangulares de alta frequência com mesma fase e diferentes níveis.

Usando a técnica LS-PWM é possível emular a estratégia SV-PWM. Quando todos os setores do plano vetorial são triângulos isósceles com lados de mesmo tamanho, um em

paralelo com o eixo horizontal e outro com o eixo vertical, a estratégia SV-PWM e LS-PWM são completamente equivalentes. Porém, as Figuras 3.7, 3.8 e 3.9 mostram que os planos vetoriais apresentam alguns setores que não formam triângulos isósceles como os já mencionados. Nesses casos, a implementação usando portadoras triangulares de alta frequência é uma aproximação da estratégia SV-PWM.

Na técnica LS-PWM as tensões de referência  $v_g^*$  e  $v_l^*$  definem o valor das variáveis de referência  $v_{gab}^*$ ,  $v_{lab}^*$ ,  $v_{habg}^*$  e  $v_{habl}^*$ . Para tanto, duas variáveis auxiliares  $v_x^*$  e  $v_y^*$  são introduzidas. A partir de (3.12)-(3.17), têm-se que

$$v_{gab}^* = v_g^* + v_x^* + N_g v_y^* \quad (3.27)$$

$$v_{lab}^* = v_l^* + v_x^* + N_l v_y^* \quad (3.28)$$

$$v_{habg}^* = v_x^* + N_g v_y^* \quad (3.29)$$

$$v_{habl}^* = v_x^* + N_l v_y^* \quad (3.30)$$

$$v_x^* = v_{ha0}^* \quad (3.31)$$

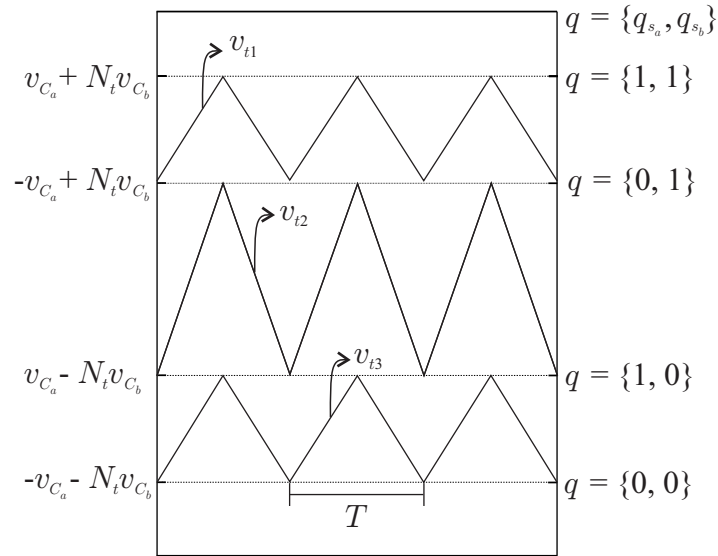
$$v_y^* = v_{hb0}^* \quad (3.32)$$

A localização de  $v^*$  no plano  $v_g$  x  $v_l$  define o valor das variáveis  $v_x^*$  e  $v_y^*$ . Assim, as tensões  $v_{gab}^*$ ,  $v_{lab}^*$ ,  $v_{habg}^*$  e  $v_{habl}^*$  podem ser calculadas a partir das equações (3.27)-(3.32).

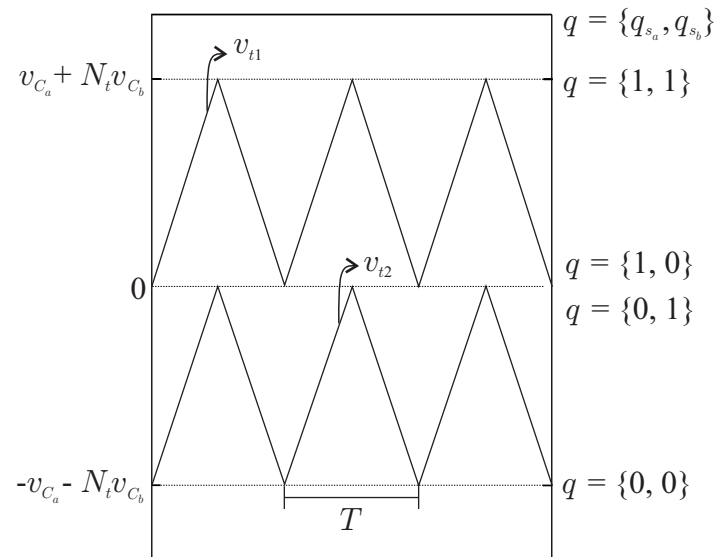
O estado das chaves são obtidos comparando-se o valor das tensões de referência  $v_{gab}^*$ ,  $v_{lab}^*$ ,  $v_{habg}^*$  e  $v_{habl}^*$  com as portadoras triangulares de alta frequência apresentadas na Figura 3.10. Os níveis de tensão parciais e os correspondentes estados das chaves também são ilustrados na Figura 3.10.

Pode-se notar que, usando a estratégia LS-PWM, uma das tensões  $v_{gab}^*$ ,  $v_{lab}^*$ ,  $v_{habg}^*$  e  $v_{habl}^*$  é sempre igual a um dos níveis de tensão parciais mostrados na Figura 3.10 de modo que as chaves que geram aquele nível de tensão possuem frequência de chaveamento nula durante aquele período de amostragem. Isso contribui para reduzir a frequência de chaveamento médio da topologia e, conseqüentemente, as perdas por chaveamento.

A estratégia LS-PWM descrita nesta seção foi usada para obtenção dos resultados experimentais, pois mostrou-se uma boa aproximação da estratégia SV-PWM e é mais facilmente implementada em alguns tipos de dispositivos, como os DSPs (*Digital Signal Processors*).



(a)



(b)

Figura 3.10: Portadoras triangulares usadas pelo LS-PWM. (a) Quando  $N \neq 1$ . (b) Quando  $N = 1$ .

### 3.6 Sistema de Controle

A Figura 3.11 ilustra o diagrama de controle para o sistema estudado. Um controlador proporcional integral (PI) convencional é usado para controlar o valor médio da tensão do barramento CC ( $v_C$ ) e um controlador PI ressonante é usado para controlar a corrente senoidal  $i_g$ .

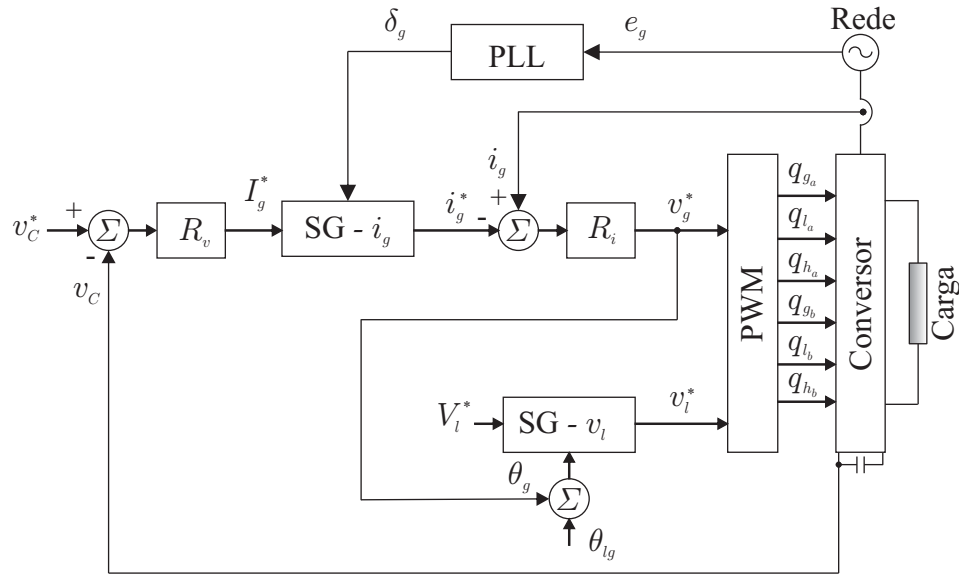


Figura 3.11: Diagrama de controle do sistema 6L2T.

O controlador PI convencional representado por  $R_v$  recebe o erro  $(v_C^* - v_C)$  e gera a amplitude de referência  $I_g^*$  da corrente da rede de alimentação monofásica. O bloco PLL (*Phase-Locked-Loop*) é usado para detectar o ângulo de fase ( $\delta_g$ ) da tensão  $e_g$  e no bloco  $SG - i_g$  é feita a sincronização  $i_g^*$  com  $e_g$ . Assim, o valor do fator de potência da rede é controlado próximo do seu valor unitário.

Como o controlador PI garante erro de regime permanente nulo apenas para grandezas contínuas (constantes), para controlar a corrente senoidal da rede  $i_g$  no seu valor de referência  $i_g^*$  deve-se modificar o controlador para obter ganho infinito na frequência  $\omega$ . Um controlador que garante erro nulo na frequência  $\omega$  é dado por:

$$G_R = \frac{k_a s^2 + k_b s + k_c}{(s^2 + \omega^2)} \quad (3.33)$$

onde  $k_a$ ,  $k_b$  e  $k_c$  são os ganhos do controlador. Note que para  $s = j\omega$  então  $G_R(j\omega)$  é infinito. Esse tipo de controlador é conhecido como controlador ressonante ou controlador de dupla sequência e seu modelo contínuo e discreto é apresentado em (Jacobina et al., 2001). Assim, o controlador  $R_i$  recebe o erro  $(i_g^* - i_g)$  e gera a tensão de referência  $v_g^*$  utilizando um controlador PI ressonante.

O ângulo  $\theta_g$  indica a fase de  $v_g$ . O bloco  $SG - v_l$  gera a tensão de referência  $v_l^*$  sincronizada



com  $\theta_g + \theta_{lg}$  onde  $\theta_{lg}$  é o ângulo entre a tensão da rede  $v_g$  e a tensão da carga  $v_l$ . As tensões  $v_g$  e  $v_l$  devem ser sincronizadas para que não seja necessário aumentar as tensões dos barramentos CC, de acordo com a Equação (3.21) conforme discutido na Seção 3.4.

### 3.7 Análise e Comparação dos Conversores 6L e 6L2T

Nesta seção, são apresentadas análises comparativas das topologias 6L e 6L2T seguindo dois critérios: distorção harmônica das tensões geradas e perdas nos dispositivos semicondutores. As topologias são analisadas nos seguintes cenários: i) as tensões nominais na entrada e na saída do conversor são iguais; ii) o valor nominal da tensão na saída é duas vezes o valor nominal da tensão na entrada; e iii) o valor nominal da tensão na entrada é duas vezes o valor nominal da tensão na saída. As simulações foram feitas em malha aberta, ou seja, sem considerar o controle do barramento CC. Considerou-se o ângulo entre  $v_g$  e  $v_l$  igual a  $\theta_{lg} = 0^\circ$ .

#### 3.7.1 Distorção Harmônica

A distorção harmônica das tensões são calculadas usando o WTHD (do inglês *Weighted Total Harmonic Distortion*) das tensões  $v_g$  e  $v_l$  geradas pelo conversor. A expressão para o cálculo do WTHD é dada pela Equação (2.19). Optou-se por usar esse critério de avaliação da qualidade dos sinais de tensão gerados porque o cálculo do WTHD leva em consideração o impacto das frequências harmônicas dando maior peso as componentes de baixa frequência. Assim, como a filtragem de harmônicos de alta frequência é mais simples do que os harmônicos inferiores, menores valores de WTHD implicam na redução do volume, peso e custo do filtro de tensão de saída dos conversores. Essa característica é de grande interesse para a topologia 6L2T que utiliza dois transformadores a mais em relação a topologia 6L, que por outro lado, utiliza dois barramentos CC.

Os estudos foram realizados considerando as topologias 6L e 6L2T operando nas mesmas condições. Foram utilizados os seguintes parâmetros: potência processada pelo sistema  $P = 1000W$ ; tensão fornecida pela rede elétrica e tensão na carga, respectivamente: i)  $E_g = 220V_{rms}$  e  $V_l = 220V_{rms}$ , ii)  $E_g = 110V_{rms}$  e  $V_l = 220V_{rms}$ , e iii)  $E_g = 220V_{rms}$  e  $V_l = 110V_{rms}$ ; rede elétrica com o ângulo do fator de potência aproximadamente unitário;

indutor de acoplamento com reatância  $X_g = 0,2Z_b$  ( $Z_b$  é a impedância de base); índice de modulação da tensão na carga igual a 1; fator de potência da carga  $fp_l = 0,95$ ; frequência de amostragem  $f_c = 10,02kHz$ ; e frequências fundamentais das tensões geradas na entrada e na saída iguais a 60 Hz.

No caso da topologia 6L, a relação entre as tensões dos barramentos  $a$  e  $b$  correspondeu a  $v_{C_b} = 2v_{C_a}$ . O valor da tensão total do barramento  $v_C = v_{C_a} + v_{C_b}$  variou de acordo com a capacidade de sobretensão que a topologia pudesse compensar. Por exemplo, para que o conversor 6L compensasse uma variação de tensão na entrada do sistema igual a 33%, a tensão do barramento CC deveria ser igual a  $v_C = 1,33(v_{C_a} + v_{C_b})$ . Quanto a topologia 6L2T, a tensão do barramento CC é calculada conforme os valores apresentados nas Tabelas 3.1, 3.2 e 3.3. Os valores são mostrados em p.u. tomando como base a amplitude da tensão na carga.

As Tabelas 3.4-3.9 trazem a comparação das topologias 6L e 6L2T operando com e sem sobretensão na entrada nos três cenários considerados nesse trabalho. Percebe-se que, para todos os casos apresentados, as distorções harmônicas das tensões geradas pelo conversor 6L2T são menores que as do conversor 6L. Isso pode ser explicado observando as Figuras 3.12-3.17. Nota-se que, enquanto a topologia 6L2T em condições normais de operação sempre mantém o índice de modulação na saída unitário, a topologia 6L operando com a capacidade de compensar sobretensão possui índice de modulação menor do que um na saída. Além disso, a topologia 6L limita-se a sintetizar tensões com até sete níveis na entrada e na saída do conversor quando  $v_{C_b} = 2v_{C_a}$ , ao passo que a topologia 6L2T, em alguns cenários, é capaz de sintetizar tensões com até nove níveis.

Sendo assim, pelo critério da distorção harmônica das tensões, a topologia 6L2T apresenta vantagens em relação a topologia 6L. Porém, para melhor avaliar a eficiência dos conversores e compará-los é importante analisar também as perdas nos semicondutores e verificar em que cenários uma topologia torna-se mais vantajosa que a outra. Essa análise será apresentada na Subseção 3.7.3.

Tabela 3.4: Valores de WTHD (%) para o caso  $E_g = 220V_{rms}$  e  $V_l = 220V_{rms}$  e o sistema operando sem sobretensão.

Capacidade de Sobretensão	Relação de Espiras		Topologias	WTHD $v_g$	WTHD $v_l$
12,5%	—	—	6L	0,110	0,104
	1/2	1/3	6L2T	0,110	0,044
33%	—	—	6L	0,117	0,113
	3	2	6L2T	0,084	0,077
50%	—	—	6L	0,125	0,127
	1	1/3	6L2T	0,200	0,040

Tabela 3.5: Valores de WTHD (%) para o caso  $E_g = 220V_{rms}$  e  $V_l = 220V_{rms}$  e o sistema operando com sobretensão.

Capacidade de Sobretensão	Relação de Espiras		Topologias	WTHD $v_g$	WTHD $v_l$
12,5%	—	—	6L	0,088	0,092
	1/2	1/3	6L2T	0,087	0,044
33%	—	—	6L	0,087	0,095
	3	2	6L2T	0,066	0,062
50%	—	—	6L	0,088	0,093
	1	1/3	6L2T	0,129	0,033

Tabela 3.6: Valores de WTHD (%) para o caso  $E_g = 110V_{rms}$  e  $V_l = 220V_{rms}$  e o sistema operando sem sobretensão.

Capacidade de Sobretensão	Relação de Espiras		Topologias	WTHD $v_g$	WTHD $v_l$
33%	—	—	6L	0,200	0,080
	1/3	1	6L2T	0,100	0,095
50%	—	—	6L	0,200	0,080
	2	3	6L2T	0,101	0,062
77%	—	—	6L	0,200	0,080
	1/3	1/2	6L2T	0,214	0,056

Tabela 3.7: Valores de WTHD (%) para o caso  $E_g = 110V_{rms}$  e  $V_l = 220V_{rms}$  e o sistema operando com sobretensão.

Capacidade de Sobretensão	Relação de Espiras		Topologias	WTHD $v_g$	WTHD $v_l$
33%	—	—	6L	0,130	0,067
	1/3	1	6L2T	0,066	0,085
50%	—	—	6L	0,116	0,072
	2	3	6L2T	0,088	0,050
77%	—	—	6L	0,114	0,079
	1/3	1/2	6L2T	0,067	0,061

Tabela 3.8: Valores de WTHD (%) para o caso  $E_g = 220V_{rms}$  e  $V_l = 110V_{rms}$  e o sistema operando sem sobretensão.

Capacidade de Sobretensão	Relação de Espiras		Topologias	WTHD $v_g$	WTHD $v_l$
12,5%	—	—	6L	0,112	0,169
	2	1/3	6L2T	0,110	0,064
33%	—	—	6L	0,120	0,147
	3	1/2	6L2T	0,140	0,066

Tabela 3.9: Valores de WTHD (%) para o caso  $E_g = 220V_{rms}$  e  $V_l = 110V_{rms}$  e o sistema operando com sobretensão.

Capacidade de Sobretensão	Relação de Espiras		Topologias	WTHD $v_g$	WTHD $v_l$
12,5%	—	—	6L	0,088	0,172
	2	1/3	6L2T	0,087	0,070
33%	—	—	6L	0,089	0,163
	3	1/2	6L2T	0,083	0,074

### 3.7.2 Tensões Geradas pela Configuração 6L2T

Nesta seção são apresentadas as formas de onda das tensões geradas pelo conversor 6L2T e seus valores médios, considerando os diferentes cenários de tensão discutidos nesse trabalho. Os valores são apresentados em p.u. tomando como base a amplitude da tensão na saída do conversor. É feita uma comparação com as formas de onda das tensões geradas pela topologia 6L. Os parâmetros utilizados foram os mesmos usados para medição das distorções

harmônicas, conforme apresentados na Subseção 3.7.1. Considerou-se o conversor operando sem sobretensão na rede elétrica.

As Figuras 3.12-3.14 apresentam as tensões geradas pelos conversores 6L e 6L2T para o cenário em que a tensão na entrada e na saída do sistema são iguais e os conversores com capacidade de compensar sobretensões de 12,5%, 33% e 50%, respectivamente.

A Figura 3.15 ilustra as tensões geradas pelos conversores 6L e 6L2T no cenário em que a tensão na saída é duas vezes a tensão na entrada do sistema e os conversores com capacidade de compensar sobretensões de 33%, 50% e 77%. Nota-se que quando a topologia 6L2T opera com capacidade de compensar sobretensões de 33% e 77%, a tensão  $v_g$  chaveia entre níveis de tensão não consecutivos. Isso se dá devido a trajetória descrita pelo vetor de referência  $v^*$  nos planos vetoriais  $v_l \times v_g$  (ver Figuras 3.8a e 3.8c). Nesses casos, mesmo com  $\theta_{lg} = 0^\circ$ , a trajetória de  $v^*$  passa através de setores cujos vetores têm componente  $v_g$  que não chaveia entre os níveis de tensão mais próximos. Como isso acontece em poucas regiões dos planos vetoriais, a distorção harmônica das tensões geradas não é muito comprometida.

As Figuras 3.16 e 3.17 mostram as tensões geradas no cenário em que a tensão na entrada corresponde a duas vezes a tensão na saída do sistema e os conversores podem compensar sobretensão de 12,5% e 33%, respectivamente. A trajetória de  $v^*$  nos planos vetoriais apresentados nas Figuras 3.9a e 3.9b, respectivamente, explicam o chaveamento das tensões  $v_g$  e  $v_l$  entre níveis de tensão não consecutivos. Ainda assim, as tensões geradas pelo conversor 6L2T apresentou melhores resultados em termos de WTHD em comparação com a topologia 6L nesse cenário, conforme discutido na Subseção 3.7.1.

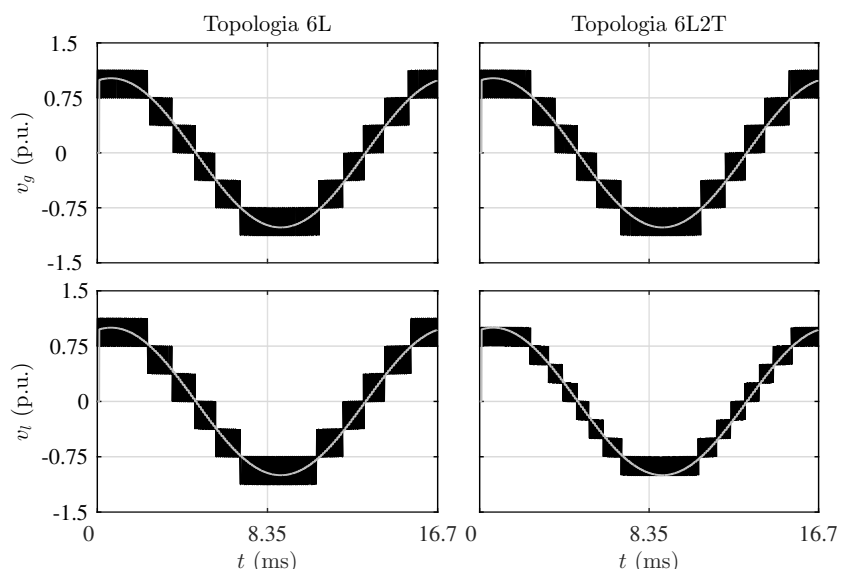


Figura 3.12: Tensões geradas para o caso em que  $E_g = 220V_{rms}$  e  $V_l = 220V_{rms}$  com capacidade de sobretensão de 12,5%.

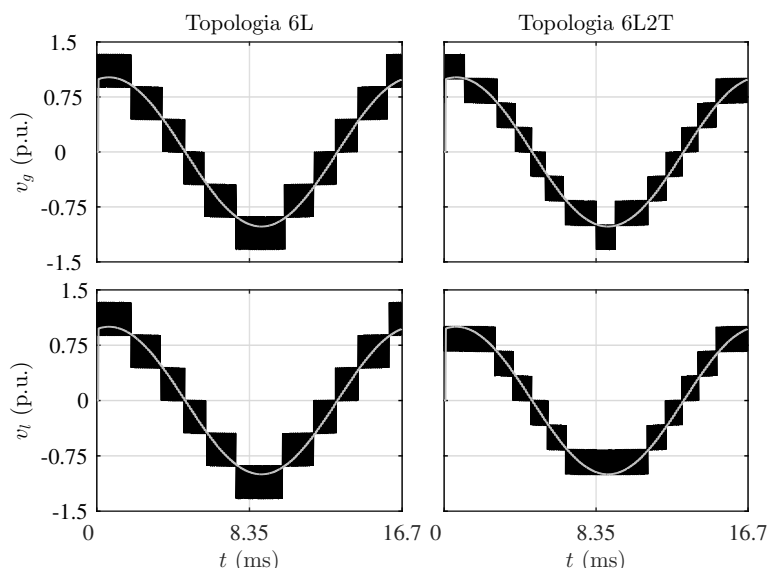


Figura 3.13: Tensões geradas para o caso em que  $E_g = 220V_{rms}$  e  $V_l = 220V_{rms}$  com capacidade de sobretensão de 33%.

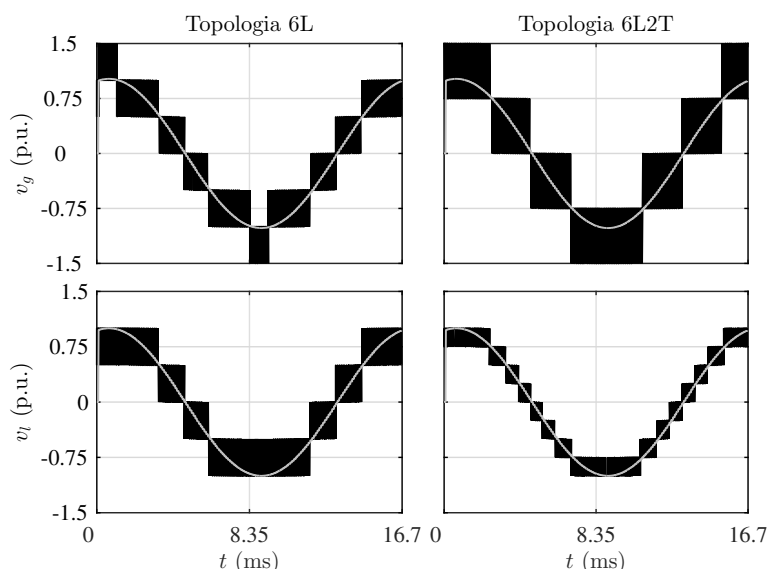


Figura 3.14: Tensões geradas para o caso em que  $E_g = 220V_{rms}$  e  $V_l = 220V_{rms}$  com capacidade de sobretensão de 50%.

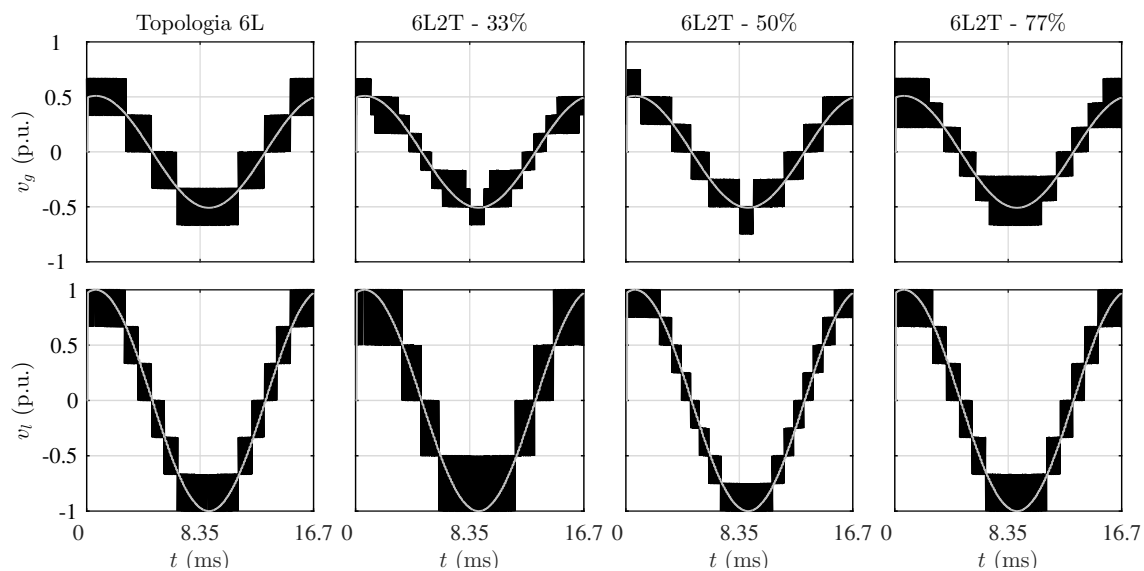


Figura 3.15: Tensões geradas para o caso em que  $E_g = 110V_{rms}$  e  $V_l = 220V_{rms}$ .

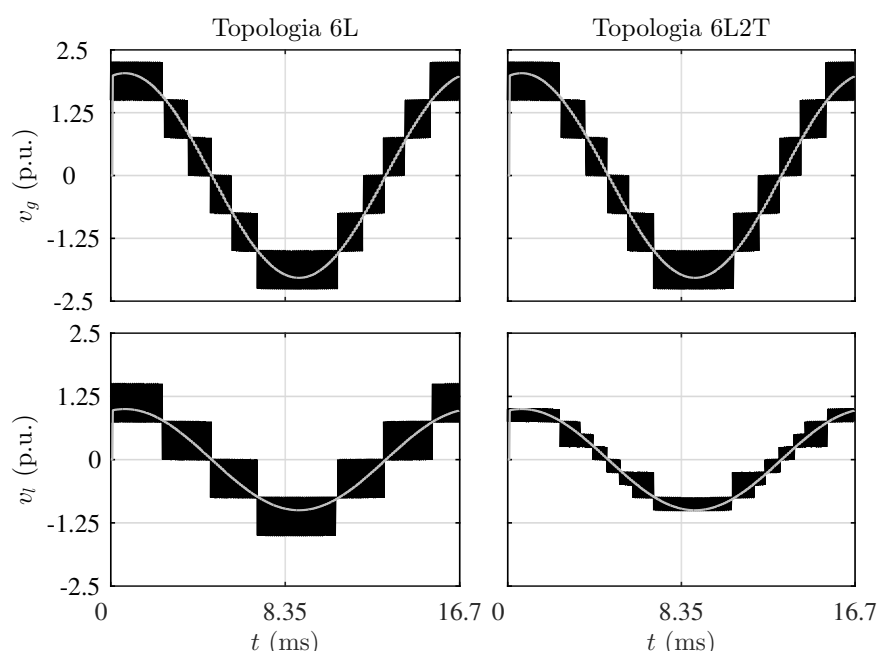


Figura 3.16: Tensões geradas para o caso em que  $E_g = 220V_{rms}$  e  $V_l = 110V_{rms}$  com capacidade de sobretensão de 12,5%.

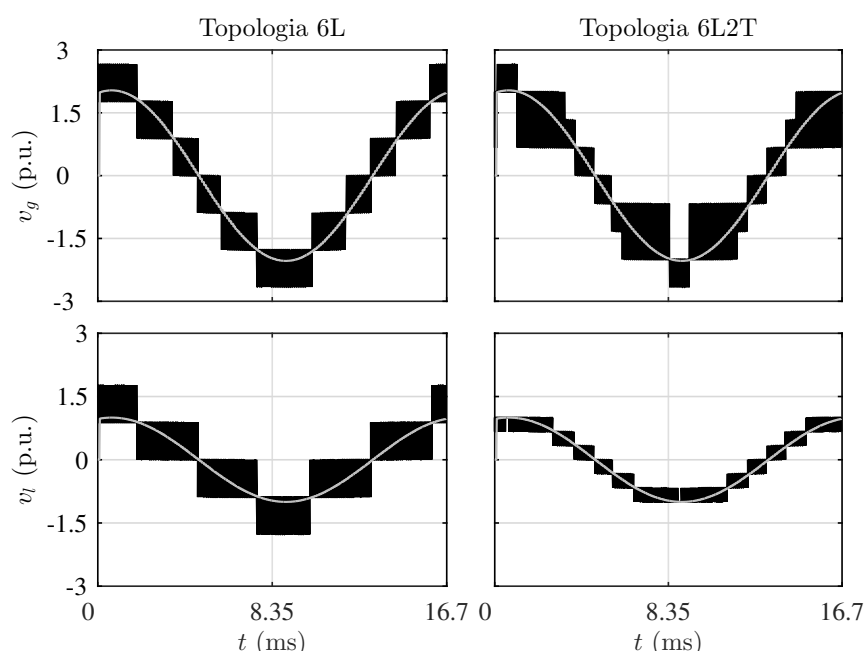


Figura 3.17: Tensões geradas para o caso em que  $E_g = 220V_{rms}$  e  $V_l = 110V_{rms}$  com capacidade de sobretensão de 33%.



### 3.7.3 Perdas nos Semicondutores e nos Transformadores de Isolação

O programa de simulação utilizado para medir as perdas nos semicondutores usa a técnica apresentado em (Dias et al., 2009), que inclui: i) perda de condução no IGBT e no diodo; ii) perdas ao ligar os IGBTs; iii) perdas ao desligar os IGBTs e iv) energia no diodo quando bloqueado. Essas perdas são divididas em perdas por condução ( $P_{cd}$ ), por chaveamento ( $P_{ch}$ ) e totais ( $P_t = P_{cd} + P_{ch}$ ). Para desenvolver o modelo de perdas, foi utilizado o módulo dual de IGBT CM50DY-24H fabricado pela POWEREX, acionado pelo driver SKHI-10 fabricado pela SEMIKRON.

As perdas nos semicondutores das topologias foram avaliadas em diferentes cenários de tensão e corrente, levando-se em consideração as análises realizadas na Seção 3.3 sobre a especificação da relação de espiras dos transformadores. Quando  $N_g \leq 1$  e  $N_l < 1$ , a topologia 6L2T opera com menores correntes nos braços  $g_b$ ,  $h_b$  e  $l_b$  e maior tensão de bloqueio nas chaves semicondutoras em comparação com a topologia 6L. Nesse caso, as perdas do conversor 6L2T foram avaliadas no cenário de maior corrente e menor tensão (Cenário A - 3 kW e 110 V). O contrário acontecerá quando  $N_g \geq 1$  e  $N_l > 1$ . Nessas condições, as perdas do conversor 6L2T foram avaliadas no cenário de menor corrente e maior tensão (Cenário B - 500 W e 220 V). Quando a tensão na entrada do sistema é o dobro da tensão na saída, tem-se  $N_g > 1$  e  $N_l < 1$ , e a topologia apresenta boas características em cenários de baixa e alta corrente. Nesse último caso, as perdas da topologia 6L2T foi avaliada em condições intermediárias em comparação aos cenários já mencionados (Cenário C - 1 kW e 110V).

Considerou-se também as topologias operando nas condições nominais, ou seja, sem sobretensão na entrada. Optou-se por realizar as avaliações de perdas nessas condições porque a presença de sobretensão costuma ser um evento temporário, fazendo com que a medição das perdas nas condições nominais de operação do sistema seja um parâmetro mais significativo para avaliação das configurações estudadas. As medições de perdas foram realizadas considerando duas possibilidades: i) os conversores operando com mesma frequência de amostragem ( $f_c$ ) e ii) os conversores operando com mesmo WTHD médio ( $\frac{wthd(v_g) + wthd(v_l)}{2}$ ).

A Figura 3.18 apresenta as perdas nos semicondutores dos conversores 6L e 6L2T para o caso em que a tensão na entrada e na saída do sistema são iguais. Nesse caso, a topologia 6L2T apresenta melhores resultados operando com capacidade de sobretensão de 12,5%,

especialmente, em cenários de maiores correntes. Isso se dá porque, para suportar esse nível de sobretensão, a configuração 6L2T utiliza transformadores com relações de espiras menores que um (ver Tabela 3.1), reduzindo a corrente nos braços do conversor e gerando menores perdas por condução. Porém, como a tensão de bloqueio dos dispositivos semicondutores é maior em comparação com conversor 6L, as perdas por chaveamento da topologia 6L2T são maiores. Porém, como a redução nas perdas por condução é muito mais significativa que o aumento nas perdas por chaveamento, a topologia 6L2T se torna mais vantajosa. Como a topologia 6L2T gera tensões com menor conteúdo harmônico que a 6L quando ambas operam com mesma frequência de amostragem, é possível diminuir suas frequências de chaveamento até que o WTHD médio torne-se igual ao da topologia 6L. Assim, operando com capacidade de sobretensão de 12,5% as perdas totais nos semicondutores do conversor proposto são 30% menores em comparação com conversor 6L. Operando com capacidade de sobretensão de 50%, as topologias 6L e 6L2T apresentaram valores equivalentes em termos de perdas nos semicondutores. Já operando com capacidade de sobretensão de 33%, a topologia 6L2T não apresentou bons resultados em termos das perdas nos semicondutores, mesmo em cenários de baixa corrente. Isso se deu porque para operar com tal capacidade de sobretensão, os valores das relações de espiras dos transformadores são altas (ver Tabela 3.1), aumentando significativamente as correntes nos braços  $g_b$ ,  $h_b$  e  $l_b$  do conversor e, conseqüentemente, elevando as perdas por condução.

A Figura 3.19 ilustra os resultados das perdas nos semicondutores para o caso em que a tensão na saída do sistema é duas vezes a tensão na entrada. A topologia 6L2T apresentou melhores resultados operando com capacidade de sobretensão de 33% e 77% tanto quando possui a mesma frequência de amostragem da topologia 6L quanto quando possui o mesmo WTHD médio. Nessa última situação, enquanto a topologia 6L opera com uma frequência de amostragem de 10,02 kHz, a topologia 6L2T opera com frequência de amostragem igual a 7,02 kHz para o caso de 33% e 9,72kHz para o caso de 77%. Operando com capacidade de sobretensão de 50%, o conversor 6L2T apresentou resultados similares aos da topologia 6L, em termos de perdas nos semicondutores, em cenários de baixa corrente. Para aplicações em que a tensão na saída é maior que a tensão na entrada pode-se concluir que a topologia 6L2T apresentou melhores resultados operando com capacidade de sobretensão de 33% proporcionando uma redução de aproximadamente 40% nas perdas totais nos dispositivos

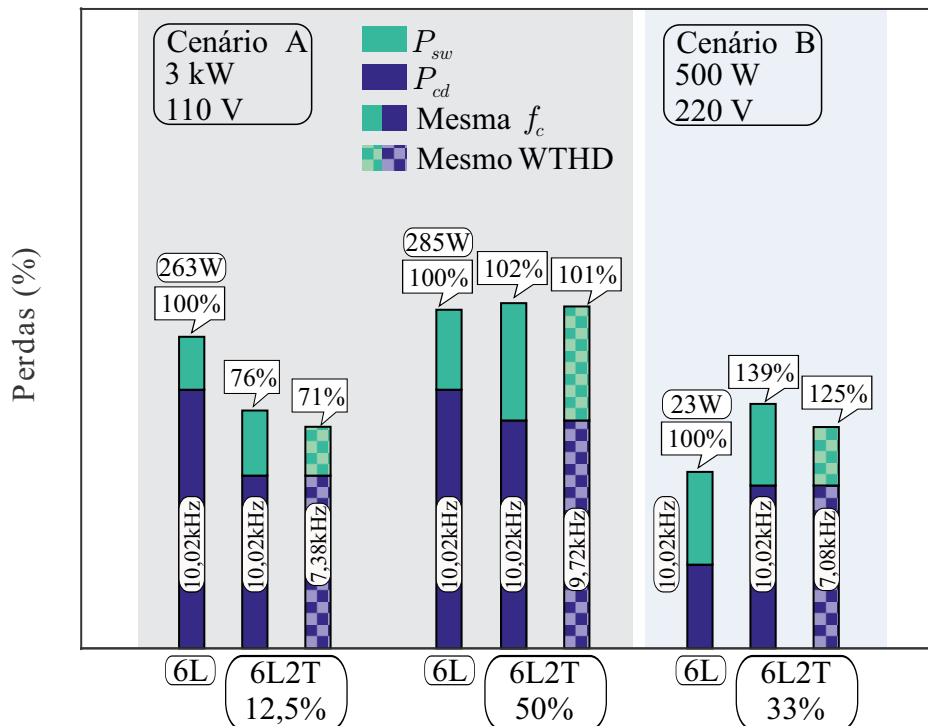


Figura 3.18: Avaliação das perdas nos dispositivos semicondutores quando a amplitude das tensões na entrada e saída do sistema são iguais - Cenários A e B.

semicondutores.

Na Figura 3.20 são mostrados os valores em porcentagem das perdas totais nos semicondutores obtidos para o caso em que a tensão na entrada do sistema é o dobro da tensão na saída. Nesse cenário, a topologia 6L2T possui tensão do barramento CC significativamente menor (no mínimo, 50%) que a topologia 6L e, portanto, possui menores perdas por chaveamento mesmo quando os conversores operam com frequências de amostragem iguais. A performance em termo de distorção harmônica da topologia 6L2T também é melhor, assim, a frequência de amostragem em que a topologia opera pode ser reduzida, diminuindo ainda mais as perdas por chaveamento. Quando opera com capacidade de sobretenção de 12,5% as perdas por condução do conversor 6L2T também são menores que a do conversor 6L. Enquanto que, quando opera com capacidade de sobretenção de 33% as perdas por condução no conversor 6L2T são maiores. Porém, a redução das perdas por chaveamento é mais significativa que o aumento das perdas por condução. Assim a topologia 6L2T apresenta-se como uma boa alternativa para aplicações nesse cenário. A redução das perdas nos semicondutores foram de aproximadamente 32% e 13% para os casos em que a configuração 6L2T

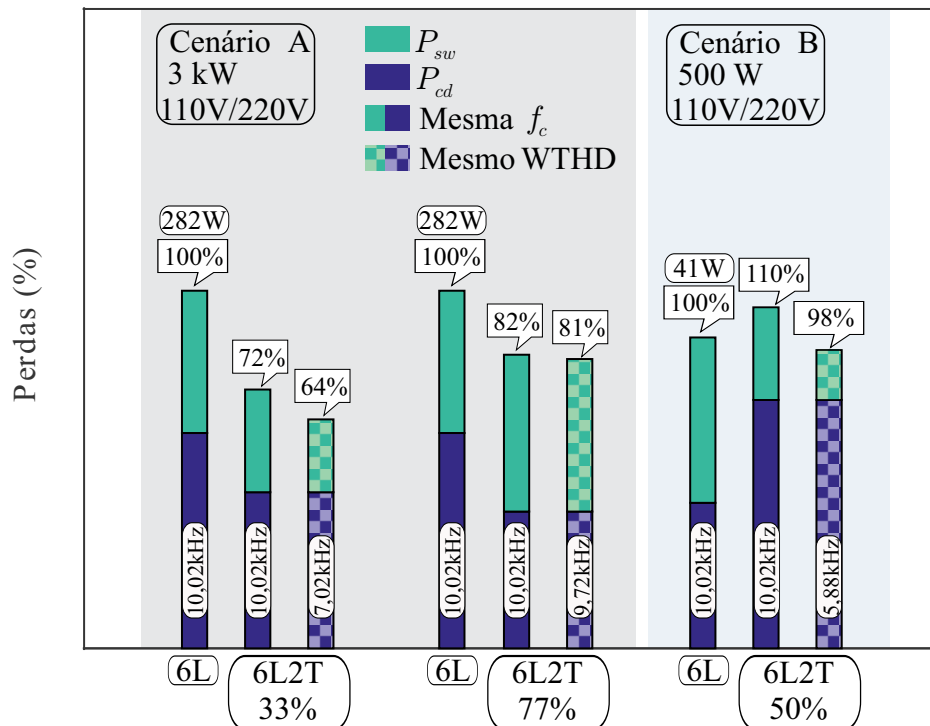


Figura 3.19: Avaliação das perdas nos dispositivos semicondutores quando o valor nominal da tensão de saída é duas vezes o valor nominal da tensão de entrada - Cenários A e B.

opera com capacidade de sobre-tensão de 12,5% e 33%, respectivamente.

As perdas nos transformadores de isolamento usados na configuração 6L2T foram estimadas a partir da simulação do sistema em regime permanente usando os mesmos parâmetros que foram utilizados para a obtenção das perdas nos dispositivos semicondutores. O software usado foi o PSIM® que disponibiliza modelos reais de transformadores. Os valores da resistência e indutância de dispersão corresponderam aos valores de  $r_g$  e  $l_g$ , respectivamente, que foram distribuídos igualmente entre os enrolamentos no primário e secundário dos transformadores. O valor da indutância de magnetização correspondeu a  $5000l_g$ . A estimativa das perdas foi realizada para os casos em que a topologia 6L2T mostrou-se mais vantajosa em termos de perdas nos semicondutores. No cenário em que o conversor 6L2T opera com tensões iguais na entrada e na saída do sistema e com capacidade de compensar sobre-tensão de até 12,5%, as perdas nos transformadores corresponderam a 14,3W ( 7% das perdas totais). Quando a tensão na saída do sistema é duas vezes a tensão na entrada e a configuração 6L2T opera com capacidade de sobre-tensão de 33%, as perdas foram iguais a 9,82W (5% das perdas totais). Por fim, quando a tensão na entrada é duas vezes a tensão

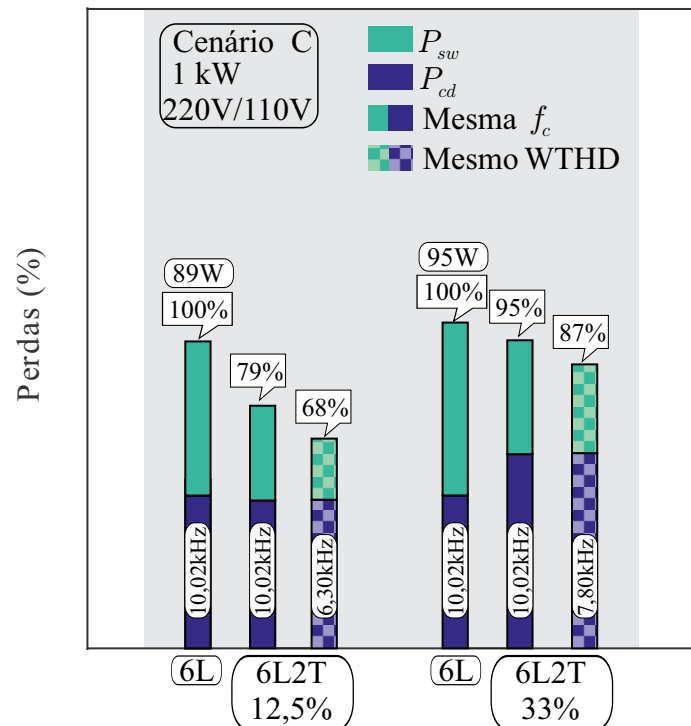


Figura 3.20: Avaliação das perdas nos dispositivos semicondutores quando o valor nominal da tensão de entrada é duas vezes o valor nominal da tensão de saída - Cenário C.

na saída do sistema e o conversor 6L2T opera com capacidade de sobretensão de 12,5% as perdas nos transformadores foram 7,3W (9% das perdas totais). Pode-se notar que as perdas nos transformadores compreendem uma pequena parcela das perdas totais da topologia proposta. Essas perdas ainda podem ser minimizadas a partir do projeto adequado desses transformadores.

### 3.8 Resultados do Sistema

Com o objetivo de validar as considerações teóricas apresentadas neste capítulo, esta seção apresenta os resultados de simulação e experimentais para a topologia 6L2T. Os resultados foram obtidos para os melhores casos estudados em termos de distorção harmônica e perdas de potência. Os parâmetros usados na simulação computacional e nos testes experimentais foram os mesmos, conforme apresentados nas Tabelas 3.10, 3.11 e 3.12.

Tabela 3.10: Parâmetros utilizados na simulação computacional e nos testes experimentais para o cenário em que a amplitude das tensões na entrada e na saída do sistema são iguais ( $N_g = 1/2$  e  $N_l = 1/3$ )

Parâmetro		Valor
Tensão da rede	$E_g$	94 V(rms) (sem sobretensão) 106 V(rms) (com sobretensão)
Tensão de referência da carga	$V_l^*$	90 V(rms)
Tensão do barramento CC	$v_C$	100 V
Capacitâncias do barramento	$C$	2200 $\mu$ F
Frequência da rede e da carga	$f_g/f_l$	60/60 Hz
Frequência de Amostragem	$f_c$	10 kHz
Resistência da carga	$r_l$	28.5 $\Omega$
Indutância da carga	$l_l$	21 mH
Fator de potência da carga	$fp_l$	0.96

Tabela 3.11: Parâmetros utilizados na simulação computacional e nos testes experimentais para o cenário em que o valor nominal da tensão de saída é duas vezes o valor nominal da tensão de entrada ( $N_g = 1/3$  e  $N_l = 1$ )

Parâmetro		Valor
Tensão da rede	$E_g$	94 V(rms) (sem sobretensão) 123 V(rms) (com sobretensão)
Tensão de referência da carga	$V_l^*$	179 V(rms)
Tensão do barramento CC	$v_C$	133 V
Capacitâncias do barramento	$C$	2200 $\mu$ F
Frequência da rede e da carga	$f_g/f_l$	60/60 Hz
Frequência de Amostragem	$f_c$	10 kHz
Resistência da carga	$r_l$	76 $\Omega$
Indutância da carga	$l_l$	21 mH
Fator de potência da carga	$fp_l$	0.99

### 3.8.1 Resultados de Simulação

Os resultados de simulação da topologia 6L2T foram obtidos por meio dos softwares MATLAB® e DEV-Cpp®. Por meio das simulações computacionais foi possível verificar o comportamento do sistema nas seguintes condições de operação: i) o sistema opera em condições nominais de operação e é submetido a um transitório de carga; ii) o sistema opera com um afundamento de tensão na rede elétrica; e, iii) o sistema opera com sobretensão na rede elétrica.

A Figura 3.21 apresenta os resultados de simulação para a configuração 6L2T no cenário

Tabela 3.12: Parâmetros utilizados na simulação computacional e nos testes experimentais para o cenário em que o valor nominal da tensão de entrada é duas vezes o valor nominal da tensão de saída ( $N_g = 2$  e  $N_l = 1/3$ )

Parâmetro		Valor
Tensão da rede	$E_g$	100 V(rms) (sem sobretensão) 112,5 V(rms) (com sobretensão)
Tensão de referência da carga	$V_l^*$	48 V(rms)
Tensão do barramento CC	$v_C$	53 V
Capacitâncias do barramento	$C$	2200 $\mu$ F
Frequência da rede e da carga	$f_g/f_l$	60/60 Hz
Frequência de Amostragem	$f_c$	10 kHz
Resistência da carga	$r_l$	10 $\Omega$
Indutância da carga	$l_l$	14 mH
Fator de potência da carga	$fp_l$	0.88

em que as tensões na entrada e na saída do sistema são iguais ( $N_g = 1/2$  e  $N_l = 1/3$ ). É mostrado o comportamento das grandezas controladas em regime permanente (obtidas no intervalo de 8.6 a 8.7s) e as tensões geradas  $v_g$  e  $v_l$ , quando o conversor opera em condições nominais de operação. A Figura 3.21c mostra a atuação do sistema de controle para um transitório de carga. A Figura 3.22a apresenta as tensões geradas e as correntes na rede e na carga em regime permanente quando o sistema opera com um afundamento de 20% na tensão da rede elétrica. A Figura 3.22b apresenta a atuação do controle e o comportamento das grandezas  $i_g$  e  $v_C$  no momento em que acontece o afundamento de tensão. A Figura 3.23 mostra o comportamento do sistema com sobretensão na rede elétrica de 12,5%.

As Figuras 3.24 ilustra os resultados de simulação para a configuração 6L2T no cenário em que a tensão na saída é o dobro da tensão na entrada ( $N_g = 1/3$  e  $N_l = 1$ ). A Figura 3.24 apresenta o comportamento das grandezas controladas em regime permanente e as tensões geradas pelo conversor  $v_g$  e  $v_l$ , quando o conversor opera em condições nominais de operação. A Figura 3.24c mostra atuação do sistema de controle para um transitório de carga. A Figura 3.25a apresenta as tensões geradas e as correntes na rede e na carga em regime permanente quando o sistema opera com um afundamento de 20% na tensão da rede elétrica. A Figura 3.25b apresenta a atuação do controle e o comportamento das grandezas  $i_g$  e  $v_C$  no momento em que acontece o afundamento de tensão. A Figura 3.26 mostra o sistema compensando uma sobretensão na rede elétrica de 30%.

A Figura 3.27 apresenta os resultados de simulação para a configuração 6L2T no cenário

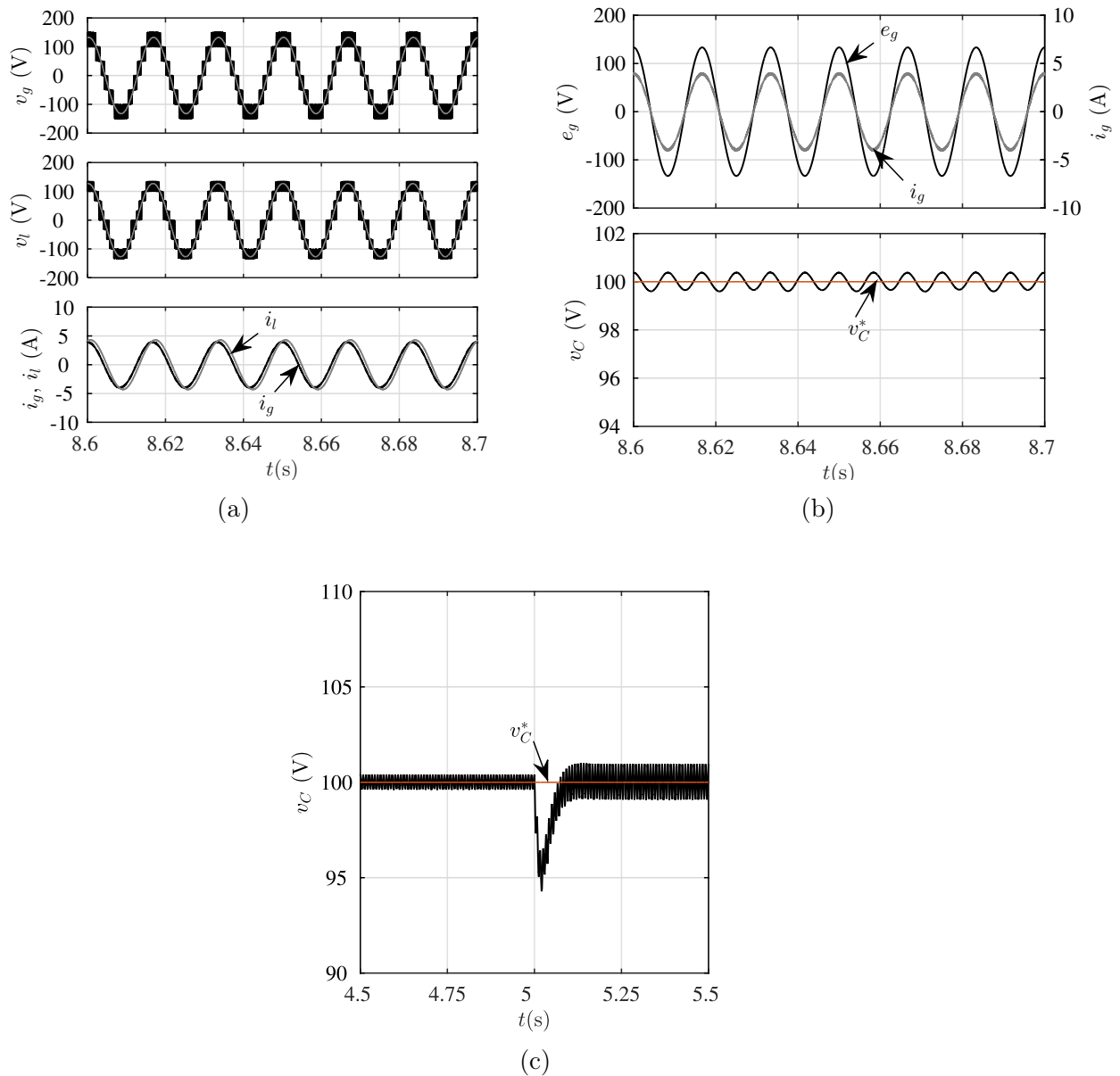


Figura 3.21: Resultado de simulação do sistema em condições nominais de operação quando as amplitudes das tensões na entrada e saída são iguais ( $N_g = 1/2$  e  $N_l = 1/3$ ). (a) Tensões geradas na entrada ( $v_g$ ) e na saída ( $v_l$ ) e correntes na rede ( $i_g$ ) e na carga ( $i_l$ ). (b) Corrente  $i_g$  em fase com a tensão da rede ( $e_g$ ) e tensão do barramento CC ( $v_C$ ) controlada. (c) Transitório de carga.

em que a tensão na entrada do sistema é o dobro da tensão na saída ( $N_g = 2$  e  $N_l = 1/3$ ) quando o conversor está operando em condições nominais. A Figura 3.27c mostra atuação do sistema de controle para um transitório de carga nessas mesmas condições. A Figura 3.28 apresenta o comportamento do sistema quando acontece um afundamento de 20% na tensão da rede elétrica. A Figura 3.29 mostra o sistema compensando uma sobretensão na



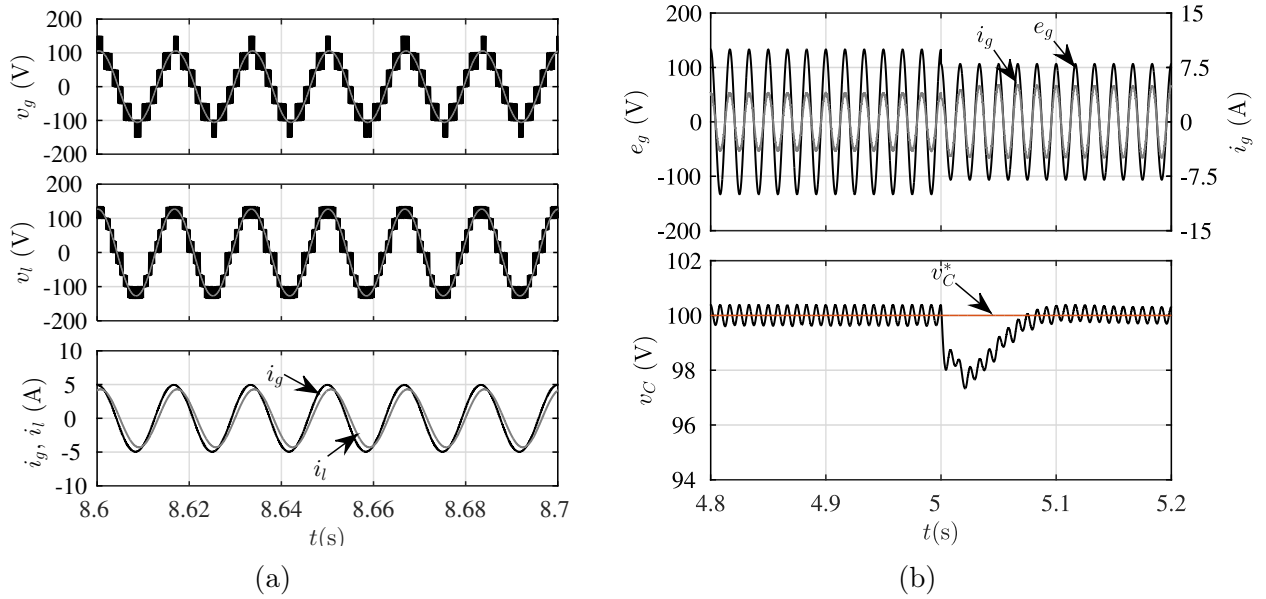


Figura 3.22: Resultado de simulação. Afundamento de tensão na rede elétrica no cenário em que as amplitudes das tensões na entrada e saída são iguais ( $N_g = 1/2$  e  $N_l = 1/3$ ). (a) Tensões ( $v_g, v_l$ ) e correntes ( $i_g, i_l$ ). (b) Tensão ( $e_g$ ) e corrente  $i_g$  na rede e tensão do barramento CC ( $v_C$ ).

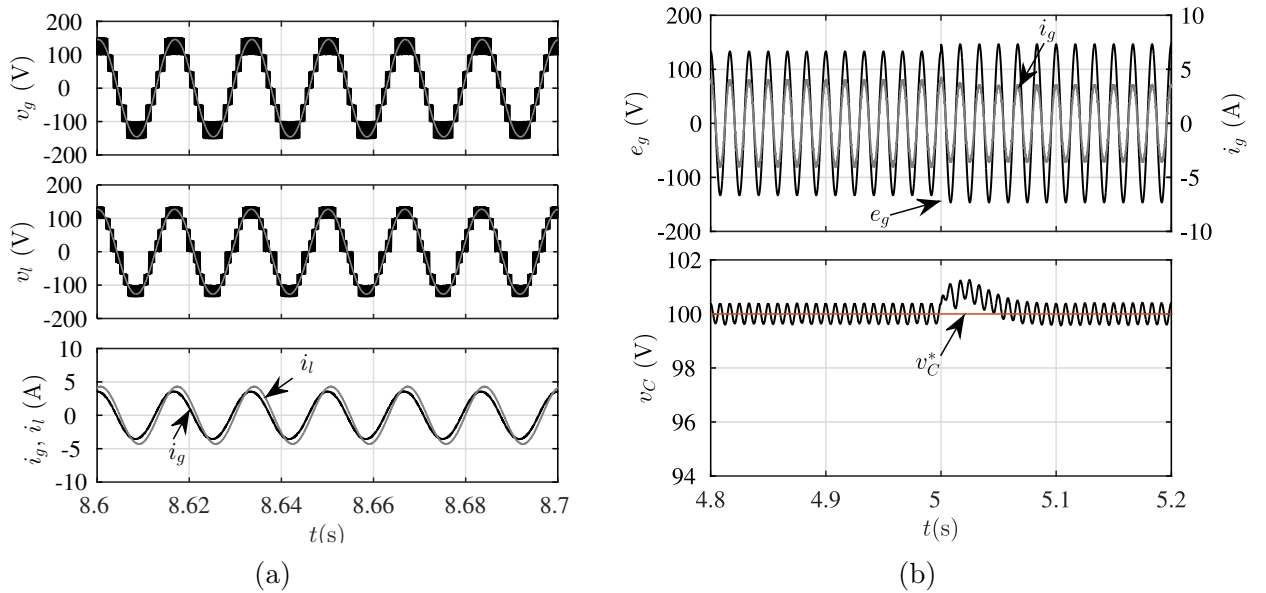


Figura 3.23: Resultado de simulação. Sobretensão na rede elétrica no cenário em que as amplitudes das tensões na entrada e saída são iguais ( $N_g = 1/2$  e  $N_l = 1/3$ ). (a) Tensões ( $v_g, v_l$ ) e correntes ( $i_g, i_l$ ). (b) Tensão ( $e_g$ ) e corrente  $i_g$  na rede e tensão do barramento CC ( $v_C$ ).

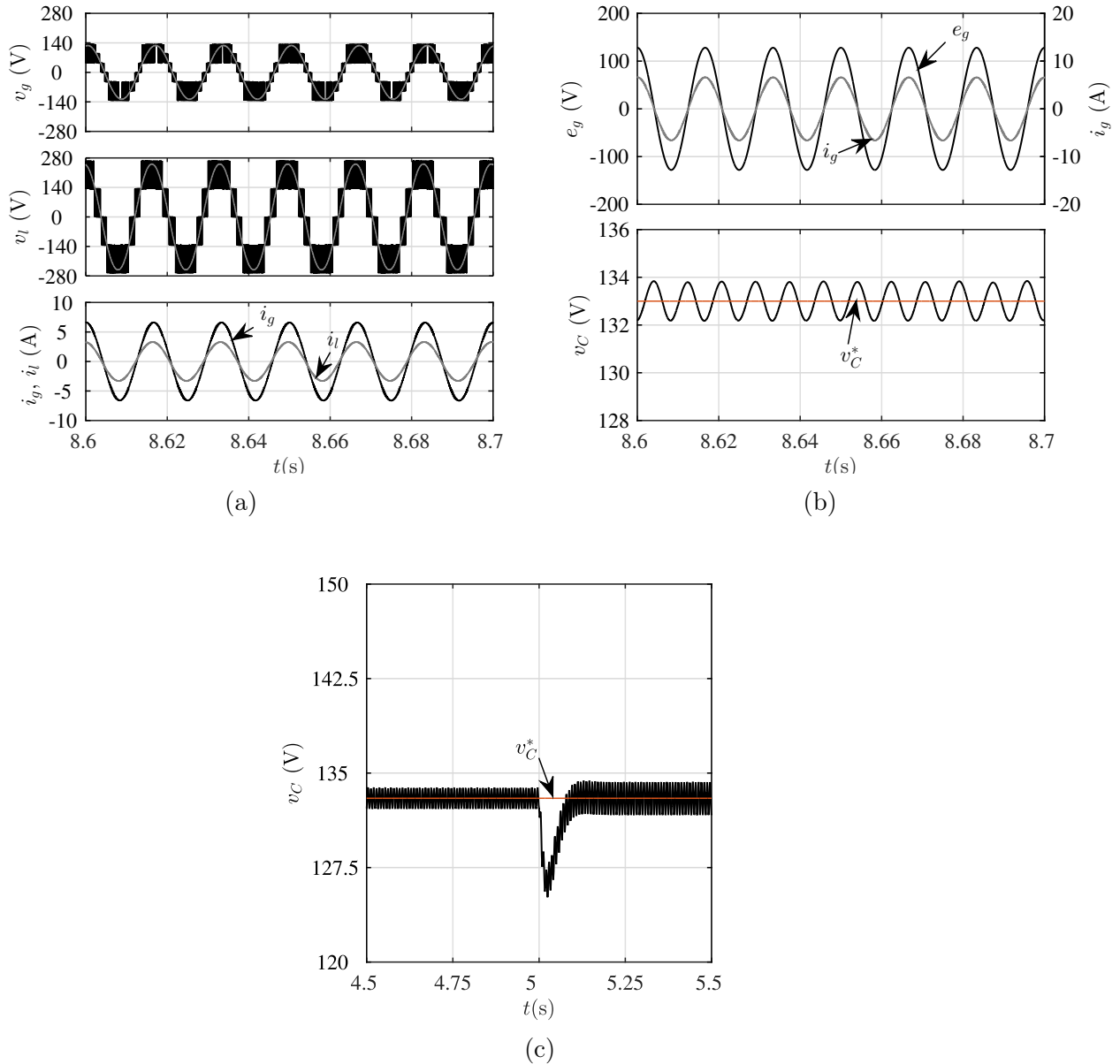


Figura 3.24: Resultado de simulação do sistema em condições nominais de operação quando a amplitude da tensão na saída é o dobro da tensão na entrada ( $N_g = 1/3$  e  $N_l = 1$ ). (a) Tensões geradas na entrada ( $v_g$ ) e na saída ( $v_l$ ) e correntes na rede ( $i_g$ ) e na carga ( $i_l$ ). (b) Corrente  $i_g$  em fase com a tensão da rede ( $e_g$ ) e tensão do barramento CC ( $v_C$ ) controlada. (c) Transitório de carga.

rede elétrica de 12,5%.

Os resultados obtidos por meio de simulação estão de acordo com os estudos teóricos realizados. Percebe-se também que o sistema de controle funcionou adequadamente pois, para todos os casos, em regime permanente, a tensão da rede elétrica permaneceu em fase

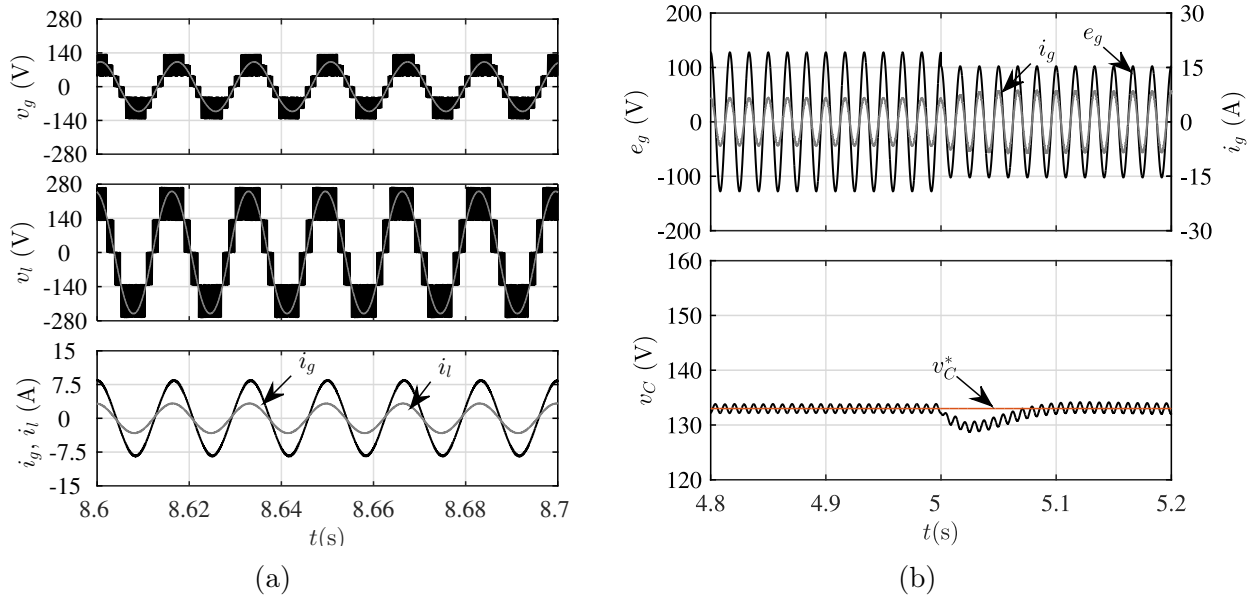


Figura 3.25: Resultado de simulação. Afundamento de tensão na rede elétrica no cenário em que a amplitude da tensão na saída é o dobro da tensão na entrada ( $N_g = 1/3$  e  $N_l = 1$ ). (a) Tensões ( $v_g$ ,  $v_l$ ) e correntes ( $i_g$ ,  $i_l$ ). (b) Tensão ( $e_g$ ) e corrente  $i_g$  na rede e tensão do barramento CC ( $v_C$ ).

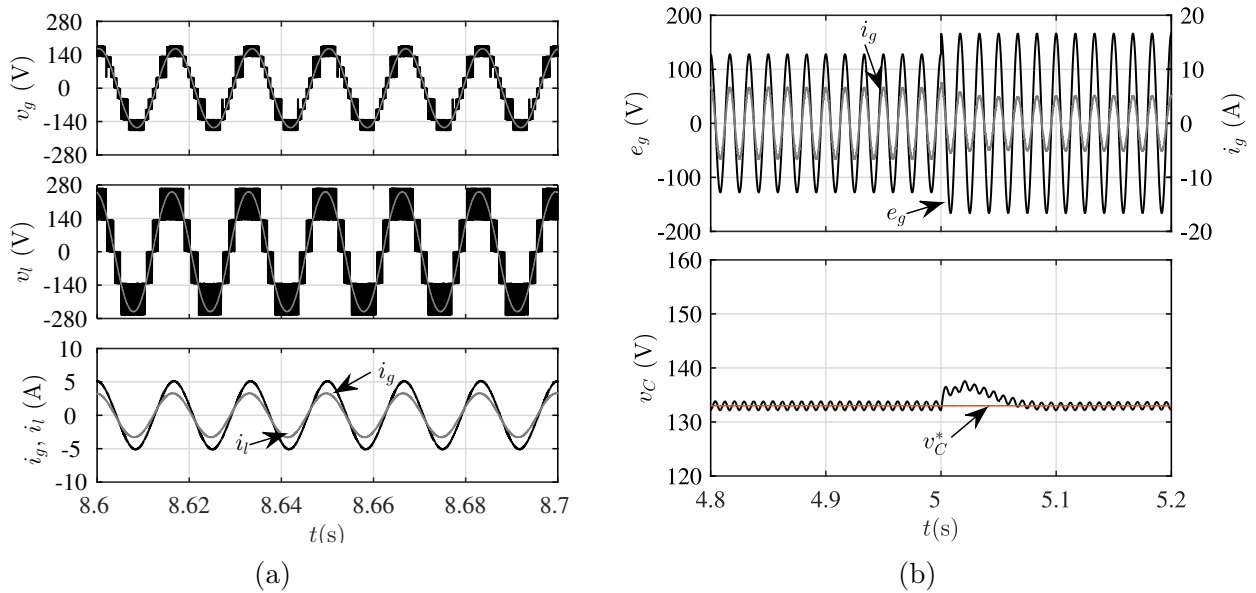


Figura 3.26: Resultado de simulação. Sobretensão na rede elétrica no cenário em que a amplitude da tensão na saída é o dobro da tensão na entrada ( $N_g = 1/3$  e  $N_l = 1$ ). (a) Tensões ( $v_g$ ,  $v_l$ ) e correntes ( $i_g$ ,  $i_l$ ). (b) Tensão ( $e_g$ ) e corrente  $i_g$  na rede e tensão do barramento CC ( $v_C$ ).

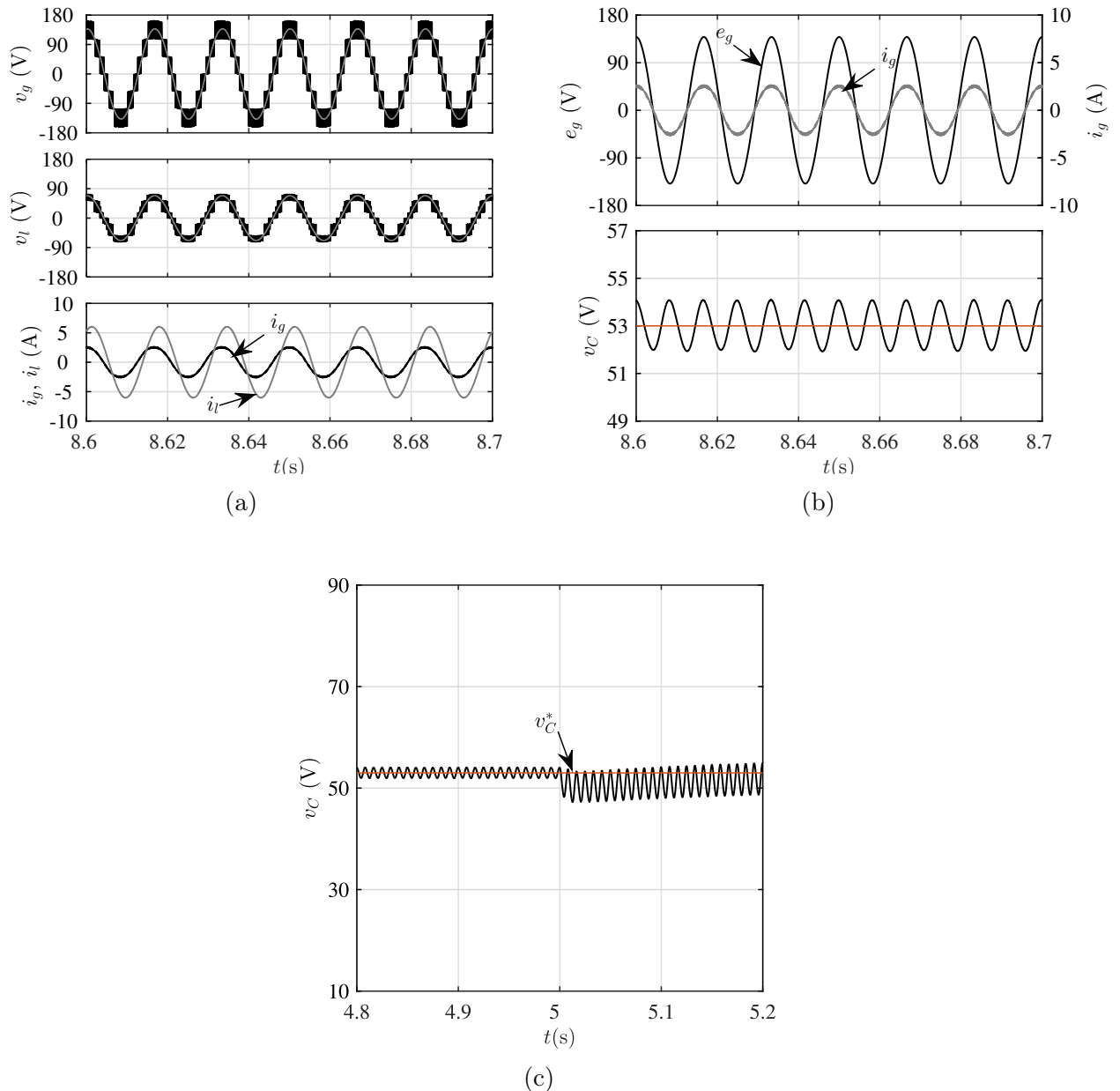


Figura 3.27: Resultado de simulação do sistema em condições nominais de operação quando a amplitude da tensão na entrada é o dobro da tensão na saída ( $N_g = 2$  e  $N_l = 1/3$ ). (a) Tensões geradas na entrada ( $v_g$ ) e na saída ( $v_l$ ) e correntes na rede ( $i_g$ ) e na carga ( $i_l$ ). (b) Corrente  $i_g$  em fase com a tensão da rede ( $e_g$ ) e tensão do barramento CC ( $v_C$ ) controlada. (c) Transitório de carga.

com a corrente da rede, ou seja, a rede elétrica está fornecendo energia com fator de potência unitário e, a tensão no capacitor do barramento CC foi controlada no seu valor de referência. Analisando os resultados, pode-se também verificar a capacidade do sistema de compensar perturbações na rede, como afundamentos e sobretensões, assim como também transitórios

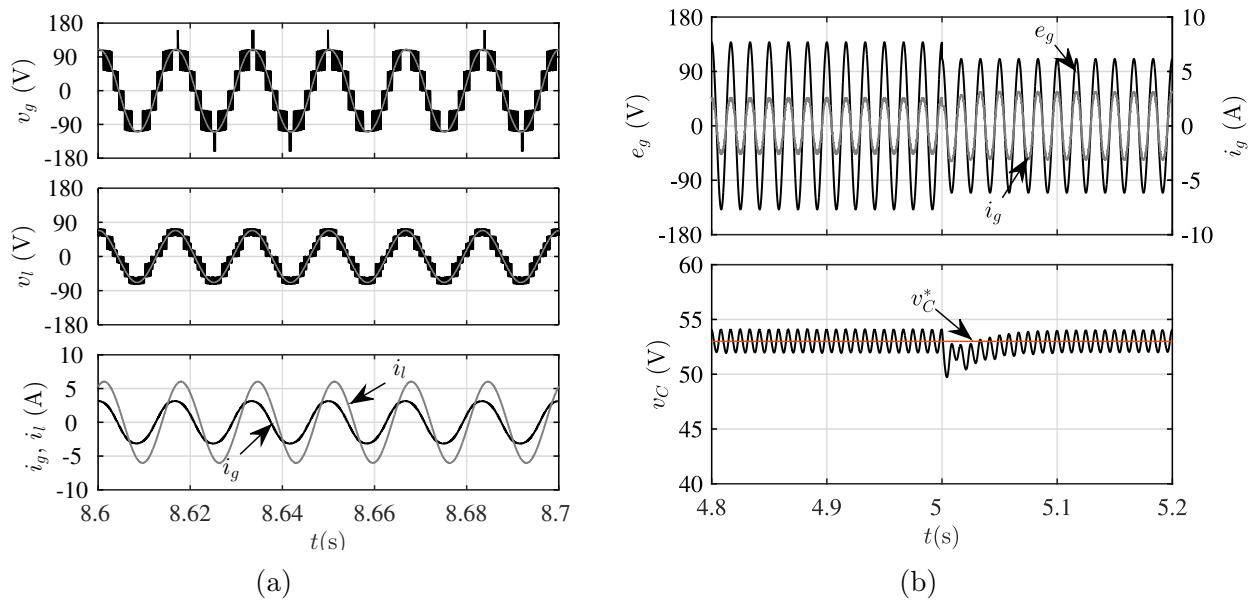


Figura 3.28: Resultado de simulação. Afundamento de tensão na rede elétrica no cenário em que a amplitude da tensão na entrada é o dobro da tensão na saída ( $N_g = 2$  e  $N_l = 1/3$ ). (a) Tensões ( $v_g$ ,  $v_l$ ) e correntes ( $i_g$ ,  $i_l$ ). (b) Tensão ( $e_g$ ) e corrente  $i_g$  na rede e tensão do barramento CC ( $v_C$ ).

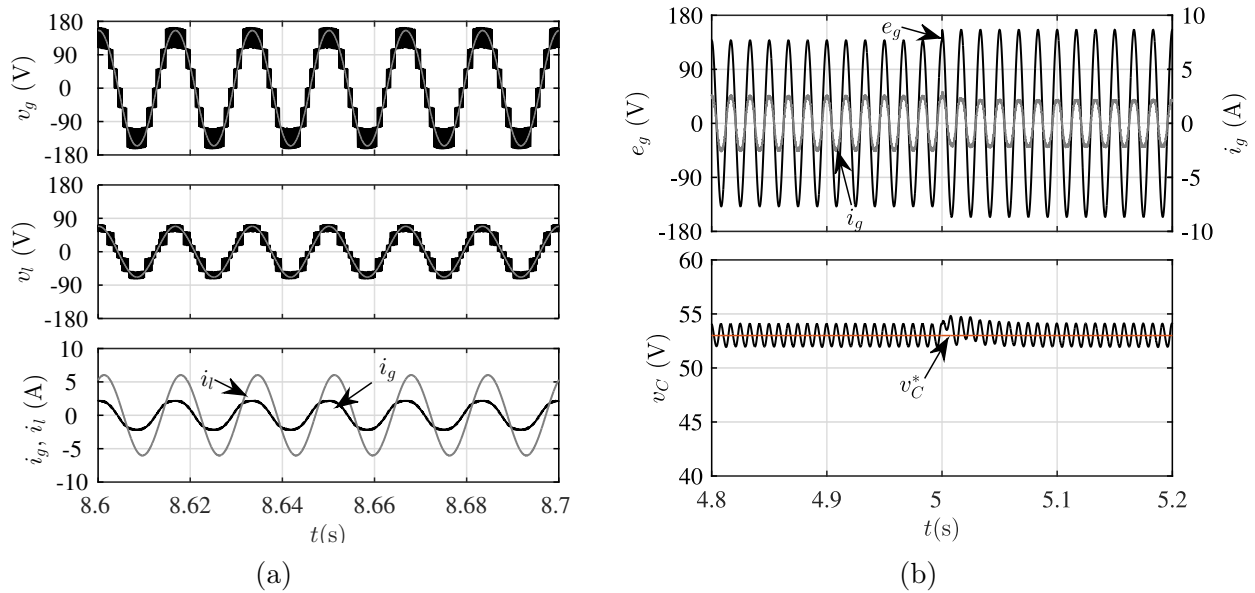


Figura 3.29: Resultado de simulação. Sobretensão na rede elétrica no cenário em que a amplitude da tensão na entrada é o dobro da tensão na saída ( $N_g = 2$  e  $N_l = 1/3$ ). (a) Tensões ( $v_g$ ,  $v_l$ ) e correntes ( $i_g$ ,  $i_l$ ). (b) Tensão ( $e_g$ ) e corrente  $i_g$  na rede e tensão do barramento CC ( $v_C$ ).

de carga. Para todas as perturbações aplicadas ao sistema, após o transitório, a tensão nos capacitores do barramento CC foi controlada e a tensão na carga permanece constante.

### 3.8.2 Resultados Experimentais

Os resultados experimentais foram obtidos em uma plataforma de testes desenvolvida no Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamentos de Máquinas (LEIAM). Essa plataforma é formada por quatro módulos de conversores de três braços compostos por chaves IGBTs (SKM50GB123D) da SEMIKRON com *drives* dedicados do tipo SKHI23. Os conversores estão conectados a uma barramento CC formado por capacitores de  $2200\mu F$ . O dispositivo central da bancada é o DSP (*Digital Signal Processor*) TMS320F28335 que gera os sinais de gatilho para as chaves e realiza o processamento dos sinais lidos nos sensores utilizados na implementação do sistema de controle. Os dados foram coletados usando um osciloscópio. A Figura 3.30 apresenta uma visão geral da plataforma experimental utilizada.

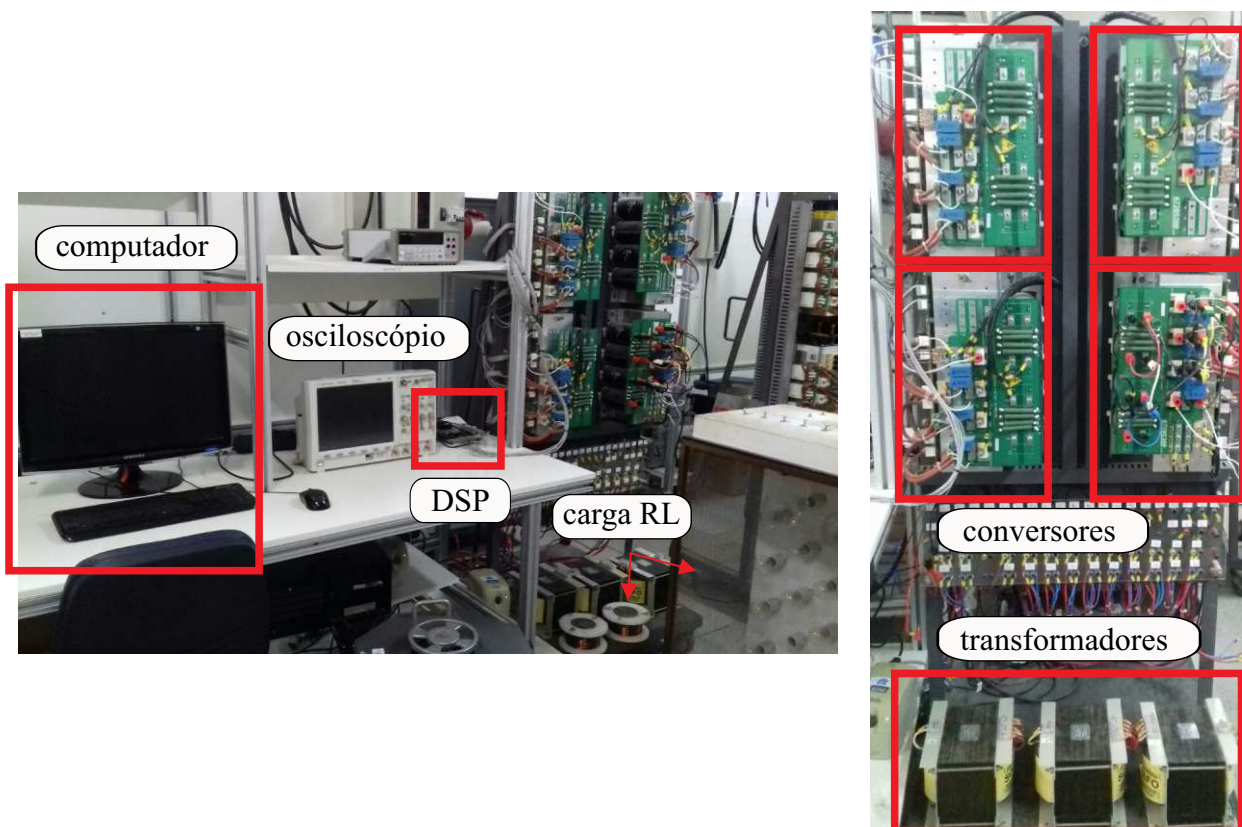


Figura 3.30: Plataforma experimental.

As Figuras 3.31-3.33 mostram os resultados experimentais obtidos para a configuração

6L2T quando o sistema opera com mesma tensão na entrada e na saída ( $N_g = 1/2$  e  $N_l = 1/3$ ). As Figuras 3.34-3.36 ilustram os resultados experimentais para o conversor operando com tensão na saída igual ao dobro da tensão na entrada ( $N_g = 1/3$  e  $N_l = 1$ ). Por fim, as Figuras 3.37-3.39 trazem os resultados para o conversor operando com tensão na entrada igual a duas vezes a tensão na saída ( $N_g = 2$  e  $N_l = 1/3$ ).

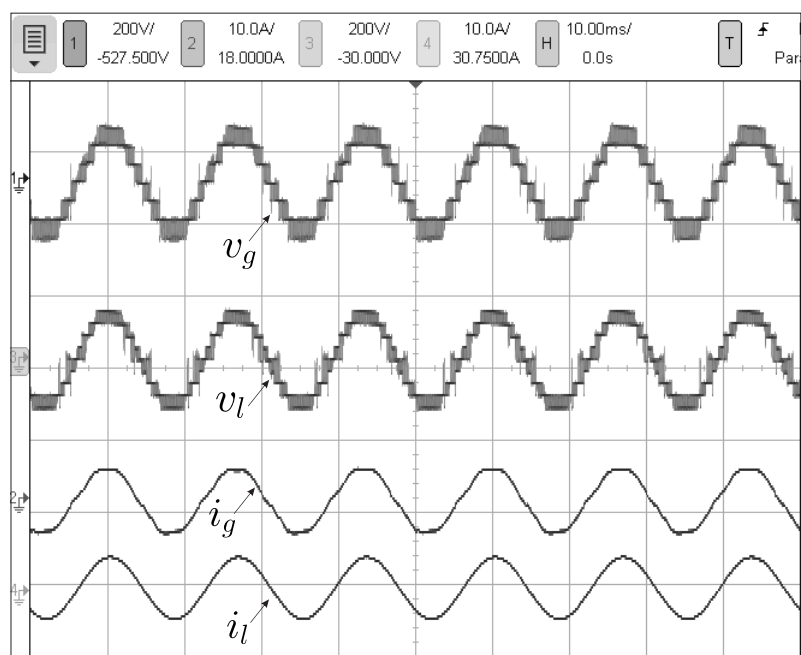
Nas Figuras 3.31, 3.34 e 3.37, a configuração 6L2T opera sem sobretensão na entrada e nas Figuras 3.32, 3.35 e 3.38, o conversor opera com sobretensão na rede elétrica. Esses resultados mostram o funcionamento do sistema em regime permanente. Em todos os cenários analisados, o sistema de controle funcionou adequadamente pois  $i_g$  e  $e_g$  estão sincronizados, garantindo fator de potência unitário na entrada, e a tensão nos capacitores do barramento CC foi controlada no seu valor de referência. Os resultados experimentais da topologia operando com sobretensão na entrada demonstram a capacidade do sistema de compensar variações de tensão na rede elétrica, mantendo constante a tensão na carga. As Figuras 3.33, 3.36 e 3.39 apresentam o comportamento do sistema para uma variação de carga. Nota-se que após o transitório, a tensão no barramento CC permanece controlada. Assim, os resultados experimentais obtidos foram condizentes com os resultados de simulação.

### 3.9 Conclusão

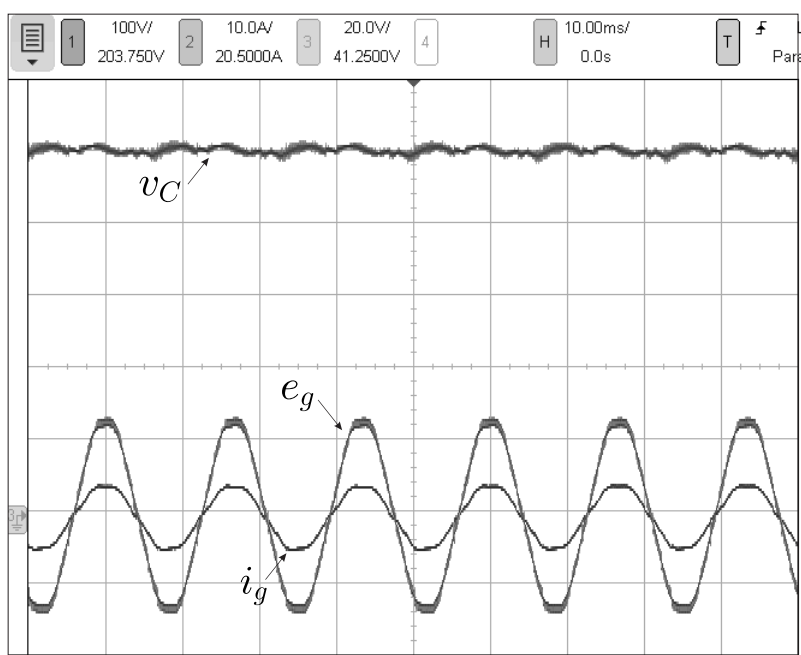
Neste capítulo foi proposto um conversor CA/CC/CA monofásico denominado 6L2T que pode ser aplicado em sistemas de acionamento e de compensação de energia. O sistema proposto foi comparado com uma topologia formada por seis braços e dois barramentos CC, referenciada aqui como topologia 6L, e foram identificados cenários em que a configuração proposta se torna mais eficiente em termos de distorção harmônica e redução das perdas nos semicondutores.

A partir da escolha adequada das relações de espiras dos transformadores que compõem a topologia 6L2T verificou-se a viabilidade da aplicação dessa configuração em sistemas com diferentes níveis de tensão na entrada e na saída. Mesmo nesses casos, foi mostrado que o conversor opera com índice de modulação na carga próximo do seu valor unitário e está apto para compensar determinados níveis de sobretensão na rede elétrica.

Foi proposta uma estratégia PWM vetorial que mostrou-se eficaz em proporcionar uma



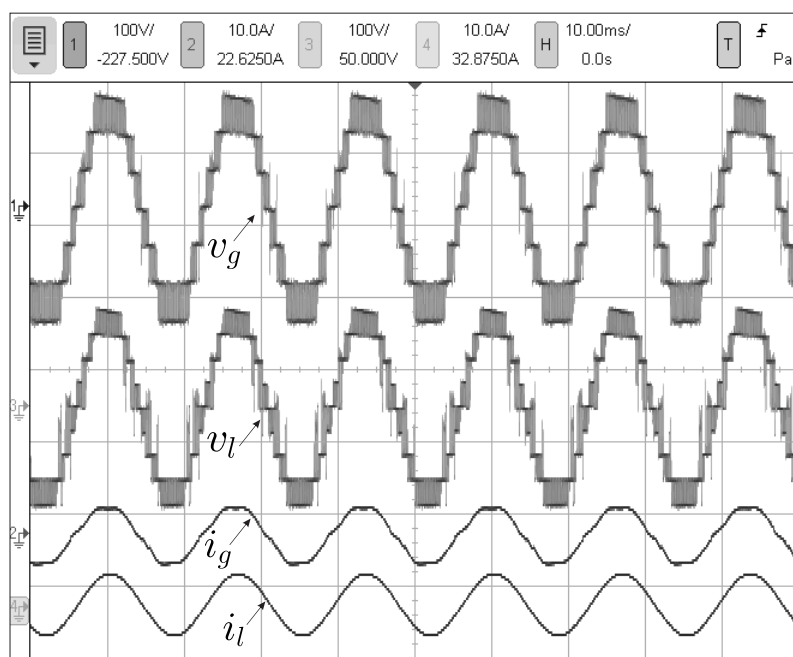
(a)



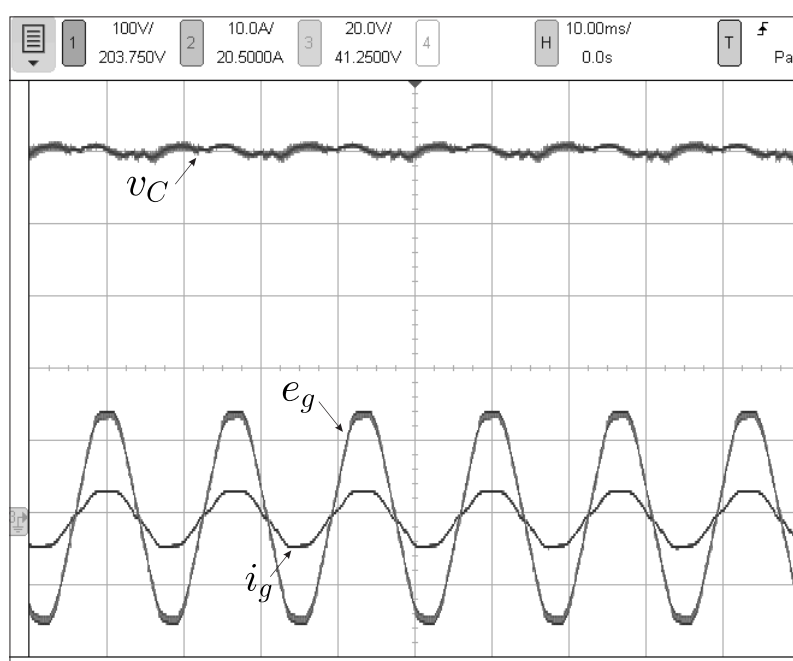
(b)

Figura 3.31: Resultado Experimental. Conversor 6L2T operando em condições nominais no cenário em que as amplitudes das tensões na entrada e na saída do sistema são iguais ( $N_g = 1/2$  e  $N_l = 1/3$ ). (a) Tensões ( $v_g$ ,  $v_l$ ) e correntes ( $i_g$ ,  $i_l$ ). (b) Tensão ( $e_g$ ) e corrente  $i_g$  na rede e tensão do barramento CC ( $v_C$ ).





(a)



(b)

Figura 3.32: Resultado Experimental. Conversor 6L2T operando com sobretensão de 12,5% na rede elétrica no cenário em que as amplitudes das tensões na entrada e na saída do sistema são iguais ( $N_g = 1/2$  e  $N_l = 1/3$ ). (a) Tensões ( $v_g$ ,  $v_l$ ) e correntes ( $i_g$ ,  $i_l$ ). (b) Tensão ( $e_g$ ) e corrente  $i_g$  na rede e tensão do barramento CC ( $v_C$ ).

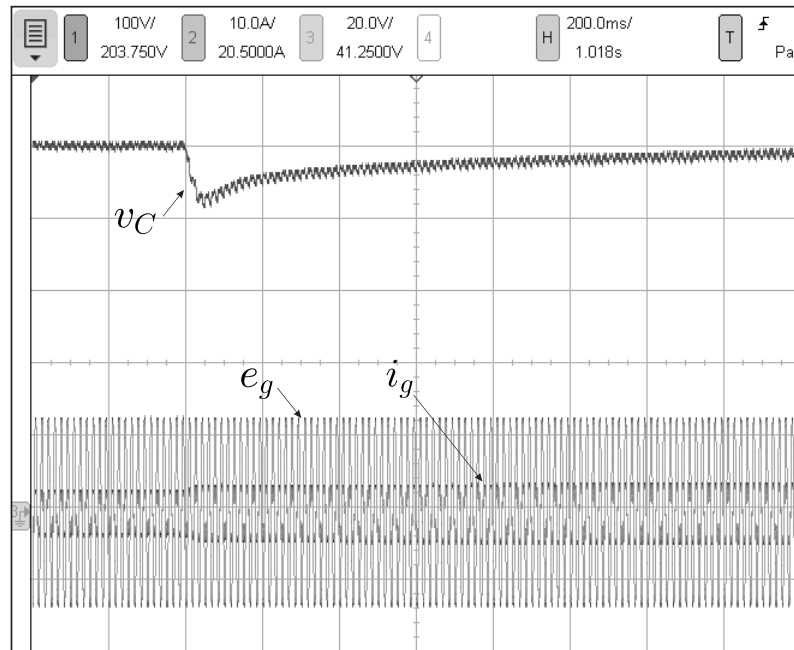


Figura 3.33: Resultado Experimental. Atuação do sistema de controle para um transitório de carga no cenário em que o conversor 6L2T opera em condições nominais com amplitudes de tensões na entrada e na saída do sistema iguais ( $N_g = 1/2$  e  $N_l = 1/3$ ).

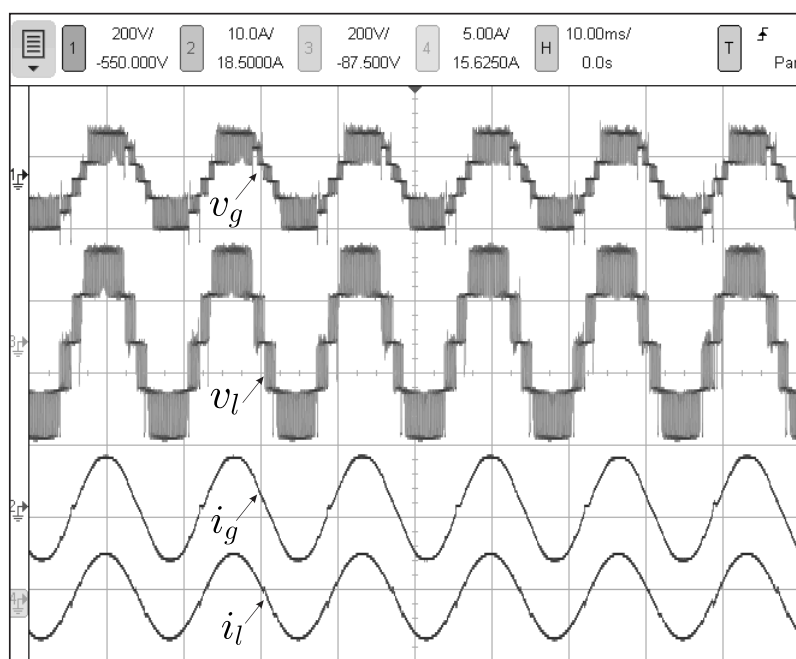
solução otimizada em termos de distorção harmônica para as tensões geradas na entrada e na saída do conversor. Também foi discutido a implementação da estratégia LS-PWM como uma aproximação da estratégia vetorial. A estratégia LS-PWM baseada em portadoras triangulares é mais facilmente implementada em determinados tipos de hardware, como DSPs, e foi utilizada nos testes experimentais. Foi apresentado também um sistema de controle que têm a função de regular a tensão do barramento CC e controlar a corrente da rede elétrica de modo a maximizar o fator de potência na entrada.

Para avaliar a qualidade das tensões geradas pelo conversor, usou-se como parâmetro o WTHD (do inglês *Weighted Total Harmonic Distortion*). A topologia 6L2T apresentou melhor WTHD que a topologia 6L em todos os cenários, inclusive quando o sistema opera com sobretensão na entrada. Assim, a frequência de amostragem da topologia 6L2T foi reduzida até produzir o mesmo WTHD médio da topologia 6L. Como foi mostrado, essa característica proporcionou a redução das perdas por chaveamento da configuração proposta.

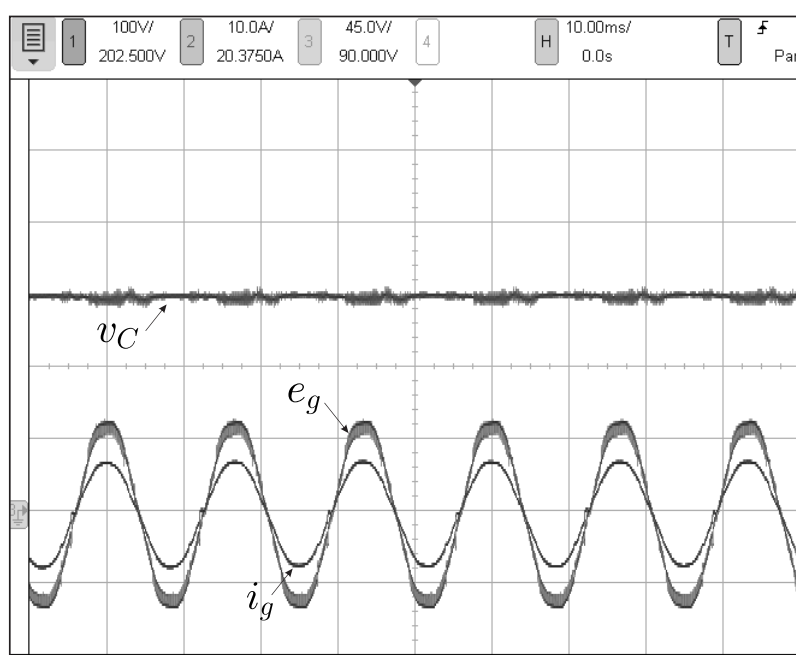
Foi apresentada uma análise de perdas nos semicondutores para as topologias operando em condições nominais de operação. A topologia 6L2T mostrou-se mais vantajosa quando

opera com capacidade de sobretensão de 12,5% quando a tensão na entrada e na saída do sistema são iguais. Já quando a tensão na saída é duas vezes a tensão na entrada, a redução de perdas nos dispositivos semicondutores foi mais significativa quando o conversor opera com capacidade de sobretensão de 33% e 77%. Por fim, quando a tensão na entrada do sistema duas vezes a tensão na saída, a configuração 6L2T mostrou-se mais vantajosa para todos os casos analisados.

Foram apresentados resultados de simulação e experimentais para comprovar os estudos teóricos realizados. Esses resultados mostraram-se satisfatórios e demonstraram o funcionamento adequado do sistema de controle e a capacidade do sistema de compensar variações de tensão na rede elétrica e variações na carga. Assim, de acordo com os estudos teóricos realizados e os resultados obtidos, ficou comprovado que a topologia 6L2T é uma opção viável para aplicações de conversão e compensação de sobretensões na rede elétrica em sistemas monofásicos.

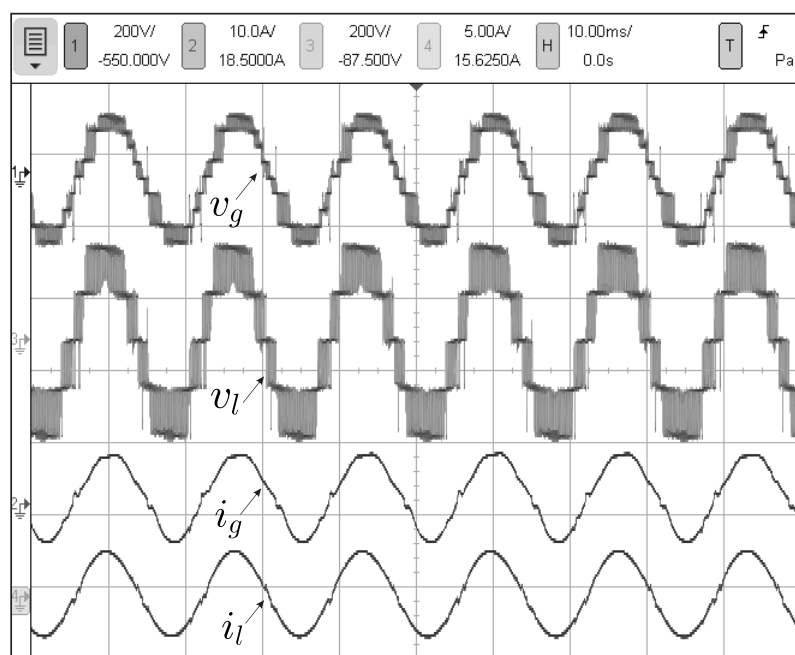


(a)

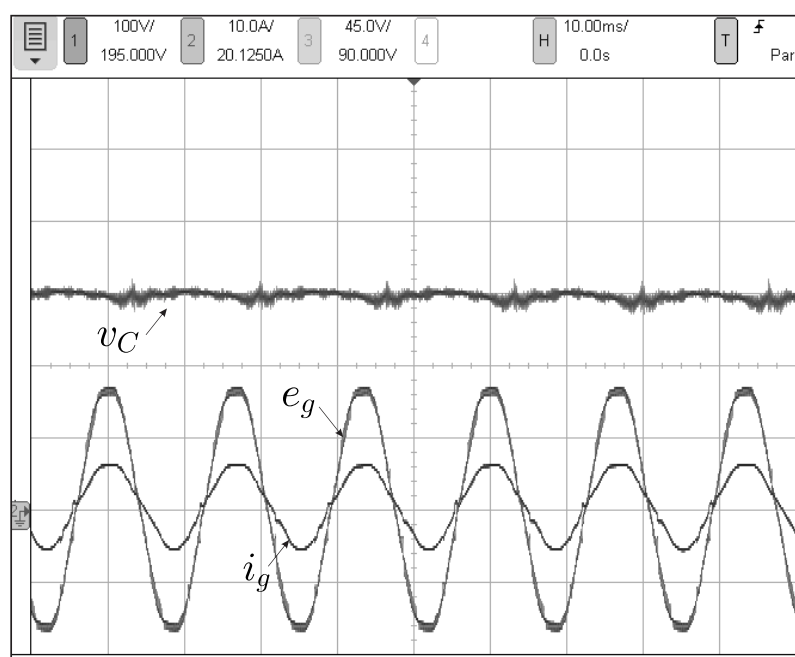


(b)

Figura 3.34: Resultado Experimental. Conversor 6L2T operando em condições nominais no cenário em que a amplitude da tensão na saída do sistema é o dobro da tensão na entrada ( $N_g = 1/3$  e  $N_l = 1$ ). (a) Tensões ( $v_g$ ,  $v_l$ ) e correntes ( $i_g$ ,  $i_l$ ). (b) Tensão ( $e_g$ ) e corrente  $i_g$  na rede e tensão do barramento CC ( $v_C$ ).



(a)



(b)

Figura 3.35: Resultado Experimental. Conversor 6L2T operando com sobretensão de 30% na rede elétrica no cenário em que a amplitude da tensão na saída do sistema é o dobro da tensão na entrada ( $N_g = 1/3$  e  $N_l = 1$ ). (a) Tensões ( $v_g$ ,  $v_l$ ) e correntes ( $i_g$ ,  $i_l$ ). (b) Tensão ( $e_g$ ) e corrente  $i_g$  na rede e tensão do barramento CC ( $v_C$ ).

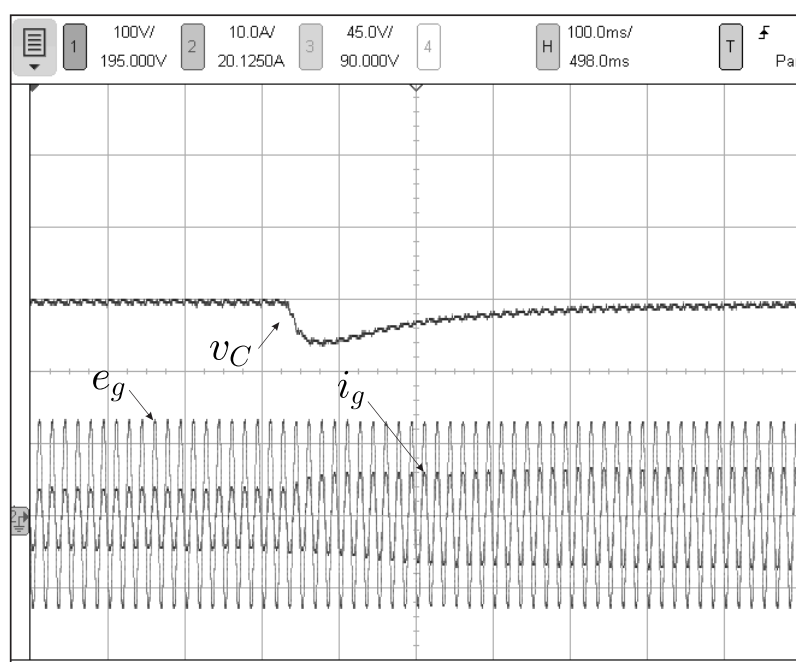
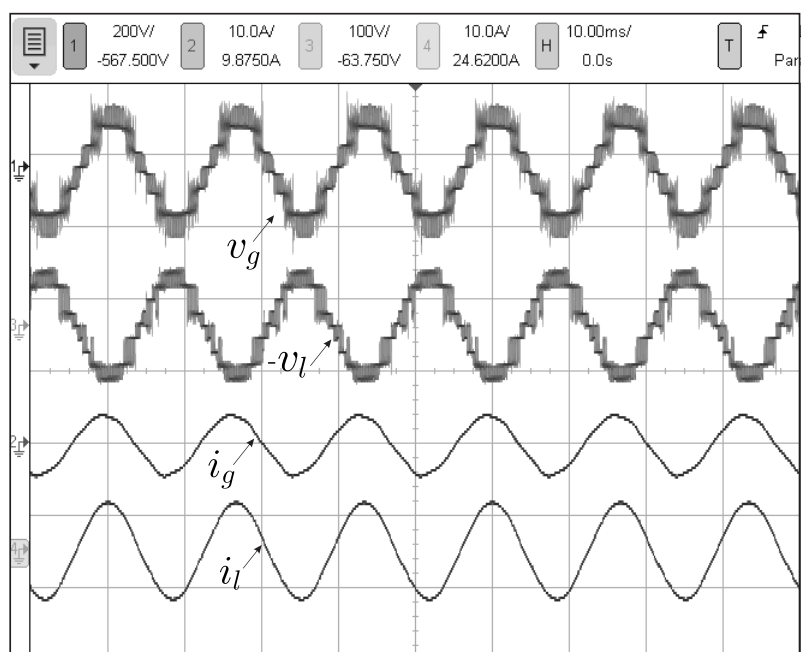
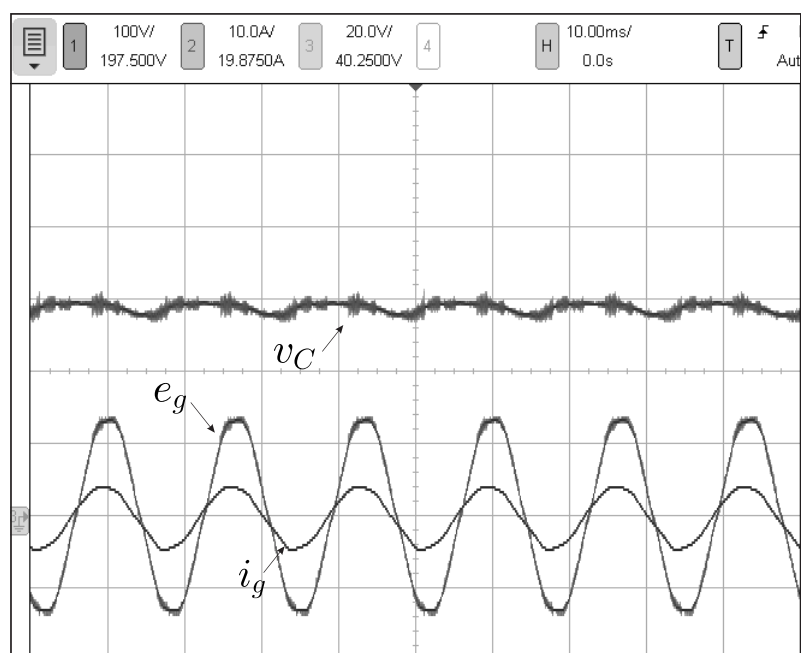


Figura 3.36: Resultado Experimental. Atuação do sistema de controle para um transitório de carga no cenário em que o conversor 6L2T opera em condições nominais com amplitude de tensão na saída do sistema igual ao dobro da tensão na entrada ( $N_g = 1/3$  e  $N_l = 1$ ).

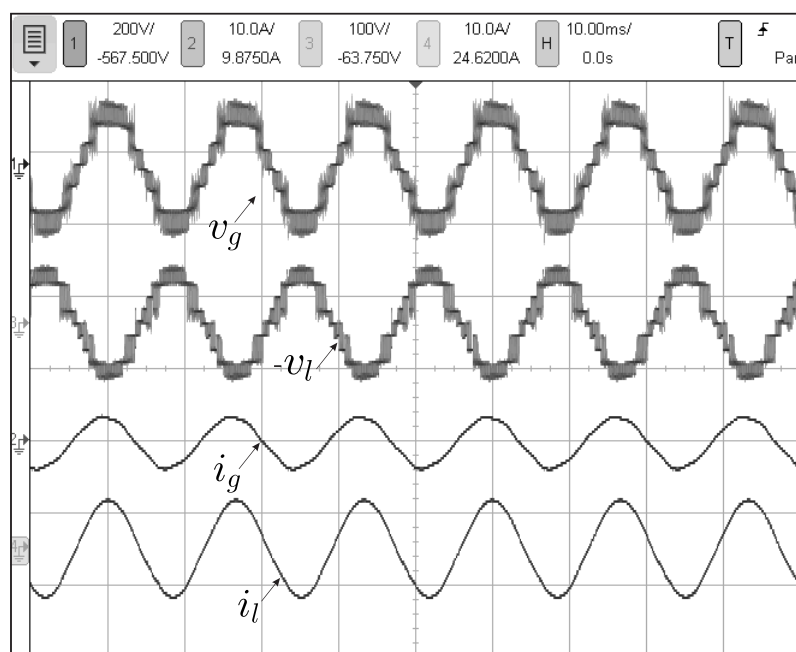


(a)

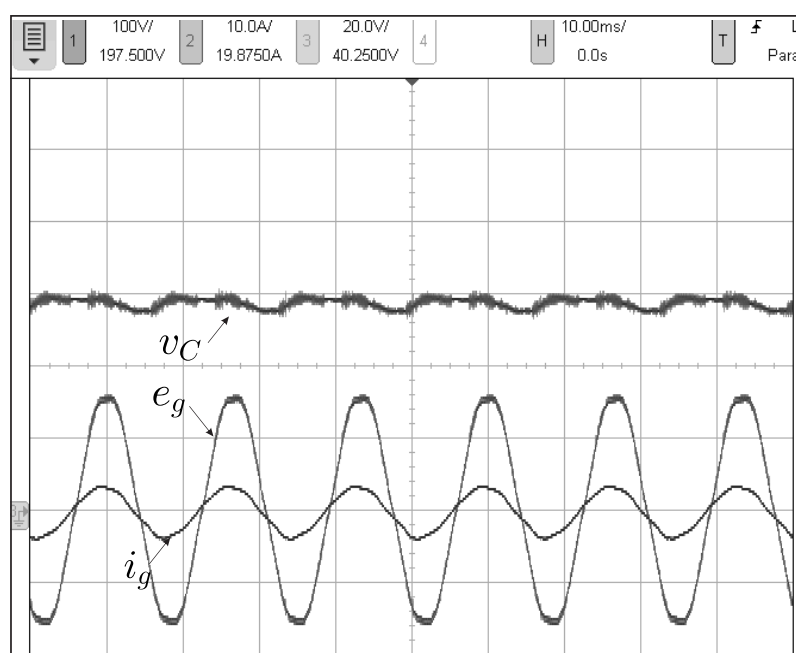


(b)

Figura 3.37: Resultado Experimental. Conversor 6L2T operando em condições nominais no cenário em que a amplitude da tensão na entrada do sistema é o dobro da tensão na saída ( $N_g = 2$  e  $N_l = 1/3$ ). (a) Tensões ( $v_g$ ,  $v_l$ ) e correntes ( $i_g$ ,  $i_l$ ). (b) Tensão ( $e_g$ ) e corrente  $i_g$  na rede e tensão do barramento CC ( $v_C$ ).



(a)



(b)

Figura 3.38: Resultado Experimental. Conversor 6L2T operando com sobretensão de 12,5% na rede elétrica no cenário em que a amplitude da tensão na entrada do sistema é o dobro da tensão na saída ( $N_g = 2$  e  $N_l = 1/3$ ). (a) Tensões ( $v_g$ ,  $v_l$ ) e correntes ( $i_g$ ,  $i_l$ ). (b) Tensão ( $e_g$ ) e corrente  $i_g$  na rede e tensão do barramento CC ( $v_C$ ).



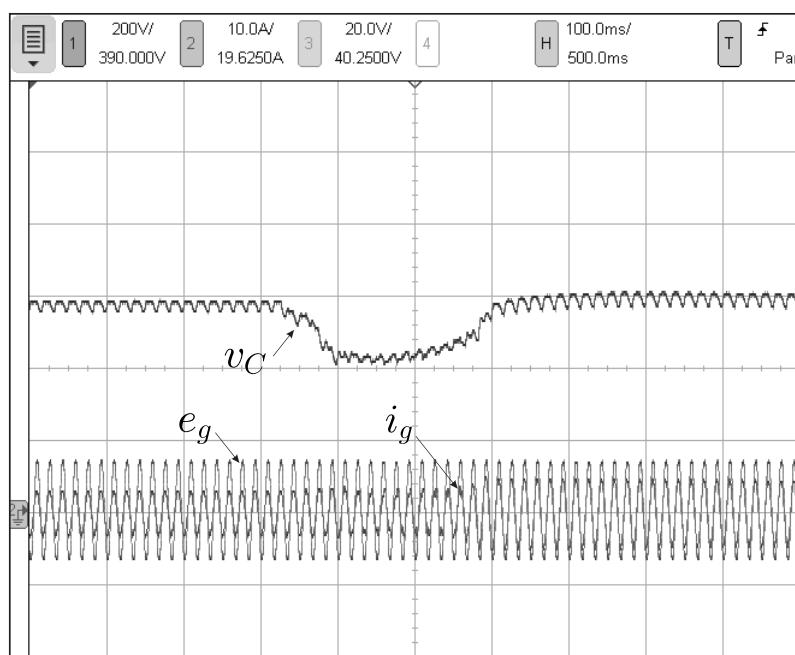


Figura 3.39: Resultado Experimental. Atuação do sistema de controle para um transitório de carga no cenário em que o conversor 6L2T opera em condições nominais com amplitude de tensão na entrada do sistema igual ao dobro da tensão na saída ( $N_g = 2$  e  $N_l = 1/3$ ).

# 4

## Conclusões Gerais

Neste trabalho foram propostas e caracterizadas distintas estruturas de conversores multiníveis baseadas na interconexão de conversores estáticos convencionais. Foram estudadas quatro estruturas híbridas trifásicas formadas pela interconexão em Y de conversores de três braços que podem operar como retificador (CA/CC) e inversor (CC/CA) e foi proposta uma configuração CA/CC/CA monofásica que pode ser aplicada em sistemas de conversão e compensação de energia, como sistemas UPS e UPQC. Em comparação com as topologias convencionais, as estruturas apresentadas aqui mostraram-se vantajosas em diferentes cenários de tensão e corrente e possuem o desempenho necessário para serem aplicadas como conversores multiníveis em sistemas de energia elétrica.

O capítulo 2 foi dedicado ao estudo das estruturas híbridas trifásicas denominadas 92L, 62L-33L, 32L-63L e 93L. Essas estruturas são formadas por módulos de conversores de três braços de dois ou três níveis. As técnicas PWM utilizadas foram as estratégias LS-PWM e *Interleaved*. Em comparação com as estruturas híbridas convencionais construídas a partir da interconexão de módulos ponte-H referenciadas aqui como topologias 62L, 32L-33L e 63L, as estruturas propostas permitem a redução das distorções harmônicas das tensões geradas e das perdas nos dispositivos semicondutores. Percebeu-se também que as topologias propostas podem operar com frequências menores e mesmo WTHD das topologias convencionais, atingindo assim patamares maiores de eficiência. As análises das topologias foram realizadas em cenários de menor corrente, maior corrente e maior tensão. A topologia proposta 32L-63L mostrou-se a mais eficiente em todos os cenários, contribuindo com uma redução de até

43% das perdas nos semicondutores quando aplicadas em cenários de maior tensão. Foram apresentados resultados experimentais em malha aberta para as topologias 92L e 62L-33L que validaram os estudos teóricos realizados e permitiram verificar a funcionalidade da estratégia PWM proposta quanto a reduzir o conteúdo harmônico das tensões geradas pelos conversores.

No capítulo 3 foi investigada uma configuração CA/CC/CA monofásica denominada 6L2T. Essa topologia possui dois módulos de conversores de três braços conectados em série por meio de transformadores de isolamento e compartilhando o mesmo barramento CC. A especificação da relação de espiras nos transformadores foi feita de modo a garantir que o conversor gerasse tensões com baixo conteúdo harmônico e fosse capaz de compensar variações de tensão na rede elétrica sem a necessidade de aumentar a tensão do barramento CC. Por meio das análises realizadas, percebeu-se que o conversor 6L2T também é adequado para operar em sistemas com diferentes níveis de tensão na entrada e na saída, com índice de modulação na carga próximo do seu valor unitário. Para essa estrutura foram apresentadas as estratégias PWM vetorial (SV-PWM) e LS-PWM.

O conversor 6L2T foi comparado com um conversor proposto na literatura formado pela interconexão em série de conversores de três braços com dois barramentos CC e que não usa transformadores de isolamento (conversor 6L). As figuras de méritos utilizadas foram: distorção harmônica das tensões geradas e perdas de potência nos semicondutores e nos transformadores. No que diz respeito a distorção harmônica das tensões, a topologia proposta apresentou melhor desempenho em todos os casos. Sendo assim, o conversor 6L2T pode operar com menor frequência de chaveamento que a topologia 6L e com mesmo WTHD médio da topologia 6L. Com respeito as perdas nos semicondutores, as comparações foram realizadas em diferentes cenários de tensão e corrente. No cenário em que o sistema possui mesma tensão na entrada e na saída, o conversor 6L2T mostrou-se mais eficiente operando com capacidade de compensar uma sobretensão na rede igual a 12,5% (redução de 29% das perdas nos semicondutores). Quando a tensão na saída do sistema corresponde ao dobro da tensão na entrada, o conversor proposto tornou-se mais eficiente operando com capacidade de sobretensão de 33% e 77%, proporcionando uma redução das perdas nos semicondutores de 36% e 19%, respectivamente. Por fim, quando a tensão na entrada é igual a duas vezes a tensão na saída, o conversor 6L2T pode operar com capacidade de sobretensão de 12,5% ou

33% e permite reduzir as perdas nos semicondutores em até 32% e 13%, respectivamente. As perdas nos transformadores representaram uma parcela mínima das perdas totais de potência nos transformadores e podem ser minimizadas a partir do projeto adequado desses dispositivos. A estrutura 6L2T foi implementada experimentalmente em cenários com níveis de tensão iguais e diferentes na entrada e na saída do sistema. Foi observado o desempenho do conversor operando com e sem sobretensão. O sistema de controle proposto funcionou adequadamente sincronizando a corrente e a tensão da rede elétrica, de modo a garantir fator de potência unitário na entrada e controlando a tensão nos capacitores do barramento CC. O desempenho dinâmico do sistema também mostrou-se satisfatório.

A partir dos estudos teóricos apresentados e dos resultados de simulação e experimental obtidos para as topologias propostas neste trabalho pode-se afirmar que essas estruturas multiníveis apresentam-se como uma excelente alternativa para aplicação em sistemas de conversão e compensação de energia elétrica.

## 4.1 Trabalhos Futuros

- Estudo comparativo das topologias híbridas conectadas em Y com topologias híbridas conectadas em  $\Delta$ ;
- Estudo da topologia com conversores de três braços em série usando dois barramentos CC e apenas um transformador no lado da rede elétrica;
- Generalização de topologias monofásicas CA/CC/CA formadas a partir da conexão em série de conversores de três braços com transformadores no lado da rede elétrica e no lado da carga;
- Estudos de topologias de conversores CA/CC/CA formada pela associação em paralelo de conversores estáticos.

# Agradecimentos

Em primeiro lugar, agradeço a Jeová Deus por me conceder a força e a sabedoria que foram fundamentais para realização desta atividade, assim como também pelas oportunidades que me foram postas na vida e que me permitiram chegar até aqui.

Aos meus pais, Roberto e Maria, que sempre se preocuparam com a minha educação e investiram nos meus sonhos. O amor e cuidado deles foram muito importantes durante essa jornada.

Às minhas irmãs, Ranielly e Noêmia, e aos meus sobrinhos, Pedro e Letícia, pelo apoio incondicional e por me motivarem a nunca desistir dos meus objetivos.

Aos meus grandes amigos, Junior Souza, Mayara Souza, Dayana Souza, Matheus Pedrosa, Débora Cristine, Helmer Petrus e Lukas Teles pelo companheirismo, pela compreensão e pelo incentivo dado.

Ao Professor Doutor Cursino Brandão Jacobina, pelo privilégio de tê-lo como orientador, e pela paciência e disposição em oferecer a devida orientação aos estudos realizados e assim contribuir bastante para meu crescimento profissional. Ao meu coorientador Edgard Luiz, pelo apoio, conselhos e sugestões que foram essenciais para a realização deste trabalho. A Nayara Brandão, aluna de Doutorado no LEIAM, por compartilhar sua experiência e conhecimento que contribuíram de modo significativo para o desenvolvimento da pesquisa.

A todos os professores e funcionários do LEIAM (UFCG) e a todos aqueles que contribuíram de forma direta ou indiretamente para a concretização desta atividade.

# Referências Bibliográficas

- Asiminoaei, L.; Aeloiza, E.; Enjeti, P. N. e Blaabjerg, F. (2008) Shunt active-power-filter topology based on parallel interleaved inverters, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **55**(3):1175–1189.
- Barbi, H. A. C. B. I. (2000) Conversores estáticos multiníveis: Uma revisão, In: *Anais do SBA Controle e Automação*.
- Barbi, I. (2005) *Eletrônica de potência*, Florianópolis.
- Bose, B. K. (2000) Energy, environment, and advances in power electronics, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **15**(4):688–701.
- van der Broeck, H. W.; Skudelny, H. C. e Stanke, G. V. (1988) Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **24**(1):142–150.
- Cao, J. e Xie, S. (2013) Hybrid asymmetric cascaded three-phase inverter with low-order harmonics elimination control scheme, In: *ECCE Asia Downunder (ECCE Asia), 2013 IEEE*, pp. 195–200.
- 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.; Salutari, 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, *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, **153**(5):719–725.

- Chattopadhyay, S. K.; Chakraborty, C. e Pal, B. C. (2012) A hybrid multilevel inverter topology with third harmonic injection for grid connected photovoltaic central inverters, In: *Industrial Electronics (ISIE), 2012 IEEE International Symposium on*, pp. 1736–1741.
- 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.
- Dahidah, M. S. A. e Agelidis, V. G. (2008) Selective harmonic elimination pwm control for cascaded multilevel voltage source converters: A generalized formula, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **23**(4):1620–1630.
- 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.
- 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.
- 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.; Vitorino, M. A. e de Rossiter Corrêa, M. B. (2016) Y-connected three-leg converters applied in three or four-wire shunt compensator, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **52**(4):3245–3254.
- 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.
- Franquelo, L. G.; Rodriguez, J.; Leon, J. I.; Kouro, S.; Portillo, R. e Prats, M. A. M. (2008) The age of multilevel converters arrives, *IEEE Industrial Electronics Magazine*,

- 2**(2):28–39.
- de Freitas, N. B.; Jacobina, C. B. e de Lacerda, R. P. (2017a) Single-phase ac-dc-ac topology for grid voltage compensation, In: *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 659–666.
- de Freitas, N. B.; Jacobina, C. B.; Maia, A. C. N. e Melo, V. F. M. B. (2017b) Six-leg single-phase multilevel rectifier inverter: Pwm strategies and control, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **53**(1):350–361.
- 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.
- w. G. Hwang, J.; Winkelkemper, M. e Lehn, P. W. (2006) Control of ac-dc-ac converters with minimized dc link capacitance under grid distortion, In: *2006 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, vol. 2, pp. 1217–1222.
- Gonçalves, L. G. O. (2011) Projeto de um Inversor Multinível Híbrido para Média Tensão Industrial, Dissertação ao(mestrado), Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte.
- Gonzalez, S. A.; Valla, M. I. e Christiansen, C. F. (2010) Five-level cascade asymmetric multilevel converter, *IET Power Electronics*, **3**(1):120–128.
- Haddad, M.; Rahmani, S.; Hamadi, A. e Al-Haddad, K. (2015) New single phase multilevel reduced count devices to perform active power filter, In: *SoutheastCon 2015*, pp. 1–6.
- Holtz, J. (1992) Pulsewidth modulation-a survey, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **39**(5):410–420.
- Jacobina, C. B.; de Rossiter Correa, M. B.; Pinheiro, R. F.; da Silva, E. R. C. e Lima, A. M. N. (2001) Modeling and control of unbalanced three-phase systems containing pwm converters, *IEEE Transactions 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.; 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.
- Jacobina, C. B.; Rocha, N.; de Almeida Carlos, G. A. e dos Santos, E. C. (2015) Flexible series/parallel ac-dc-ac motor drive system, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **51**(1):259–270.
- Jibhakate, C. N.; Chaudhari, M. A. e Renge, M. M. (2016) Power factor improvement using nine switch ac-dc-ac converter, In: *2016 IEEE 6th International Conference on Power Systems (ICPS)*, pp. 1–4.
- Kai, D.; Yunping, Z.; Lei, L.; Zhichao, W.; Hongyuan, J. e Xudong, Z. (2005) Novel hybrid cascade asymmetric inverter based on 5-level asymmetric inverter, In: *2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference*, pp. 2302–2306.
- Khadem, S. K.; Basu, M. e Conlon, M. F. (2013) Reduction of circulating current flow in parallel operation of apf based on hysteresis current control, In: *Power Engineering Conference (UPEC), 2013 48th International Universities'*, pp. 1–6.
- Lai, J.-S. e Peng, F. Z. (1996) Multilevel converters-a new breed of power converters, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **32**(3):509–517.
- Lee, F. C. e Barbosa, P. (2001) The state-of-the-art power electronics technologies and future trends, In: *2001 IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition. Developing New Perspectives (Cat. No.01CH37294)*, vol. 2, pp. 1188–1193 vol.2.
- 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.
- Lin, B.-R.; Chen, D.-J. e Tsay, H.-R. (2001) Bi-directional ac/dc converter based on neutral point clamped, In: *ISIE 2001. 2001 IEEE International Symposium on Industrial Electronics Proceedings (Cat. No.01TH8570)*, vol. 1, pp. 619–624 vol.1.
- Maheshwari, R.; Gohil, G.; Bede, L. e Munk-Nielsen, S. (2015) Effect of dead-time in interleaved pwm for two parallel-connected inverters, In: *2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)*, pp. 1–7.
- 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.; Jacobina, C. B.; de Freitas, N. B. e Vitorino, M. A. (2016) Investigation of three-phase ac-dc-ac multilevel nine-leg converter, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **52**(5):4156–4169.
- Malinowski, M.; Gopakumar, K.; Rodriguez, J. e Perez, M. A. (2010) A survey on cascaded multilevel inverters, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **57**(7):2197–2206.
- Manjrekar, M. D.; Steimer, P. e Lipo, T. A. (1999) Hybrid multilevel power conversion system: a competitive solution for high power applications, In: *Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Forth IAS Annual Meeting (Cat. No.99CH36370)*, vol. 3, pp. 1520–1527 vol.3.
- Marinus, N. S. M. L.; Jacobina, C. B.; Rocha, N. e de Sousa, R. P. R. (2017) Unidirectional single-phase ac-dc-ac three-level and two-level three-leg converters, In: *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 2023–2030.
- 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.
- Melo, V. F. M. B.; Jacobina, C. B.; Rocha, N.; de Sousa, R. P. R. e Braga-Filho, E. R. (2017) Hybrid dual and npc six-phase drive systems, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **32**(11):8606–8617.
- Meynard, T. A.; Foch, H.; Thomas, P.; Courault, J.; Jakob, R. e Nahrstaedt, M. (2002) Multicell converters: basic concepts and industry applications, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **49**(5):955–964.
- Mohan, N. (1988) Power electronic circuits: An overview, In: *Proceedings.14 Annual Conference of Industrial Electronics Society*, vol. 3, pp. 522–527.
- 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.
- Owen, E. L. (1996) History [origin of the inverter], *IEEE Industry Applications Magazine*, **2**(1):64–66.

- Qin, Z.; Loh, P. C. e Blaabjerg, F. (2015) Line-to-line voltage based modulation scheme for single-phase reduced switch ac-dc-ac converters to achieve improved performance, In: *2015 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia)*, pp. 1303–1310.
- Qin, Z.; Loh, P. C. e Blaabjerg, F. (2016) Modulation schemes with enhanced switch thermal distribution for single-phase ac-dc-ac reduced-switch converters, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **31**(4):3302–3313.
- Rodrigues, P. L. S.; Jacobina, C. B.; Correa, M. B. R. e da Silva, I. R. F. M. P. (2017) 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.
- 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.
- Ruiz-Caballero, D. A.; Ramos-Astudillo, R. M.; Mussa, S. A. e Heldwein, M. L. (2010) Symmetrical hybrid multilevel dc-ac converters with reduced number of insulated dc supplies, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **57**(7):2307–2314.
- 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.
- Silva, C. A.; Cordova, L. A.; Lezana, P. e Empringham, L. (2011) Implementation and control of a hybrid multilevel converter with floating dc links for current waveform improvement, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **58**(6):2304–2312.
- da Silva, I. R. F. M. P.; Jacobina, C. B.; Oliveira, A. C.; de Almeida Carlos, G. A. e d. R. Corrêa, M. B. (2015) Hybrid multilevel inverter system for open-end winding (oew) induction motor drive based on double-star chopper-cells (dscc) converter, In: *2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 2380–2386.
- Sousounis, M. C.; Shek, J. K. H. e Mueller, M. A. (2016) Filter design for cable overvoltage and power loss minimization in a tidal energy system with onshore converters, *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, **7**(1):400–408.
- Tolbert, L. M.; Peng, F. Z. e Habetler, T. G. (1999) Multilevel converters for large electric drives, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **35**(1):36–44.

- Trinh, Q. N.; Choo, F. H.; Chi, J. e Peng, W. (2016) An improved control strategy for three-phase ac/dc/ac converter in ups application, In: *2016 Asian Conference on Energy, Power and Transportation Electrification (ACEPT)*, pp. 1–6.
- Veenstra, M. e Rufer, A. (2005) Control of a hybrid asymmetric multilevel inverter for competitive medium-voltage industrial drives, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **41**(2):655–664.
- Wang, F.; Wang, X.; Shao, Z.; Zhang, X. e Liu, P. (2013) Differential mode circulating current reduction for three-level modular grid-connected photovoltaic system, In: *2013 IEEE International Conference of IEEE Region 10 (TENCON 2013)*, pp. 1–4.
- Wen, J. e Smedley, K. M. (2008) Synthesis of multilevel converters based on single- and/or three-phase converter building blocks, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **23**(3):1247–1256.
- Wen, J.; Zhou, L. e Smedley, K. (2010) Reactive power compensation and harmonics elimination at medium-voltage using hexagram converter, In: *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 136–144.
- Wilson, T. G. (2000) The evolution of power electronics, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **15**(3):439–446.
- van Wyk, J. D.; Lee, F. C. e Boroyevich, D. (2001) Power electronics technology: present trends and future developments, *Proceedings of the IEEE*, **89**(6):799–802.
- Xing, K.; Lee, F. C.; Borojevic, D.; Ye, Z. e Mazumder, S. (1999) Interleaved pwm with discontinuous space-vector modulation, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **14**(5):906–917.
- Xinghua, T.; Lie, X.; Yichao, S. e Min, S. (2011) A transformerless cascaded ac-dc-ac converter for multiphase propulsion drive application, In: *2011 International Conference on Electrical Machines and Systems*, pp. 1–5.