

Universidade Federal de Campina Grande – UFCG
Departamento de Engenharia Elétrica
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - PPgEE

Retificadores Trifásicos Baseados em Conversores Estáticos Conectados em Série

João Paulo Ramos Agra Mélo

Campina Grande, Brasil

12 de agosto de 2015

Retificadores Trifásicos Baseados em Conversores Estáticos Conectados em Série

João Paulo Ramos Agra Mélo

Dissertação apresentada à Coordenação de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande - Campus de Campina Grande, como parte dos requisitos necessários para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Conhecimento:
Eletrônica de Potência e Máquinas Elétricas

Professor Cursino Brandão Jacobina, Dr. Ing.
Orientador

Campina Grande, Brasil

12 de agosto de 2015

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA BIBLIOTECA CENTRAL DA UFCG

M527r Mélo, João Paulo Ramos Agra .
Retificadores trifásicos baseados em conversores estáticos conectados em série / João Paulo Ramos Agra. – Campina Grande, 2015.

119 f. : il. color.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática, 2015.

"Orientação: Prof. Cursino Brandão Jacobina , Dr. Ing."
Referências.

1. Retificadores. 2. Conversores. 3. Cascata. 4. Trifásico.
5. LSPWM. I. Jacobina, Cursino Brandão. II. Título.

CDU 621.314(043)

**"RETIFICADORES TRIFÁSICOS BASEADOS EM CONVERSORES ESTÁTICOS
CONECTADOS EM SÉRIE"**

JOÃO PAULO RAMOS AGRA MÉLLO

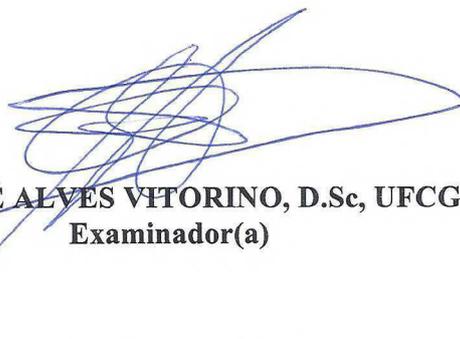
DISSERTAÇÃO APROVADA EM 05/08/2015



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



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



MONTIÊ ALVES VITORINO, D.Sc, UFCG
Examinador(a)

CAMPINA GRANDE - PB

Dedico este trabalho aos meus pais, Ednalva e Manassés.

Agradecimentos

Agradeço a Deus, por ter me permitido chegar até aqui e pelas oportunidades que tive ao longo da vida.

Agradeço também à minha família por ter me dado todo o apoio de que precisei e de que preciso na minha caminhada. À minha mãe Ednalva, por todo amor, suporte, paciência e compreensão devotados a mim, pelas orientações e exemplos de dignidade e humildade. Ao meu pai Manassés, pelo eterno suporte às minhas decisões, pelos conselhos e senso de dignidade e justiça nos quais me espelho. Aos meus irmãos Amon e Gabriel, pelo companheirismo, por sempre estarem comigo e contribuírem na minha formação pessoal, me permitindo ser quem sou hoje. À minha namorada Thayla, pelo carinho, suporte e compreensão, sobretudo nas horas de necessidade.

Agradeço ao professor Cursino pela excelente orientação e pela compreensão no árduo caminho percorrido desde o curso de graduação. Aos colegas de trabalho do LEIAM, sejam eles professores, alunos de doutorado, mestrado ou da graduação com quem tive oportunidade de conviver e dividir conhecimento. À CAPES e à COPELE pelo suporte e financiamento.

Finalmente, agradeço aos demais amigos e colegas de modo geral, em especial àqueles com quem convivo no dia-a-dia e que me ajudaram de algum modo na elaboração deste trabalho e na conclusão de outras atividades que me permitiram chegar até este ponto. E principalmente por tornarem o ambiente de trabalho um local agradável e ao qual tenho o prazer de retornar dia após dia.

"Sapere aude."
(Immanuel Kant)

Resumo

Nesta dissertação de mestrado são apresentados três grupos de retificadores trifásicos baseados em conversores estáticos conectados em série, objetivando contribuir com a diversidade de opções disponíveis na literatura. As configurações propostas são analisadas e comparadas principalmente por meio do THD das correntes fornecidas pela fonte de potência AC, do WTHD das tensões AC geradas pelos conversores, e das perdas por condução e por chaveamento nos elementos semicondutores. O primeiro grupo, denominado grupo OE (*Open-End*), contém cinco configurações baseadas em fontes AC configuradas em *open-end*, o que possibilita a conexão de até dois conversores trifásicos em cascata. O segundo grupo, denominado grupo SCIT (*Series Converters with Injection Transformers*), possui três topologias que empregam dois conversores trifásicos conectados em série por meio de transformadores de injeção. O último grupo de topologias, denominado grupo SHB (*Series H-Bridges*), possui seis configurações baseadas na conexão em cascata de duas pontes H. Os dois primeiros grupos possuem configurações uni e bidirecionais, enquanto o último grupo possui apenas configurações unidirecionais. A cada grupo de topologias é dedicado um capítulo, tratando dos modelos elétricos dos sistemas, das técnicas PWM empregadas e das estratégias de controle propostas. As técnicas PWM são baseadas no LSPWM (*Level-Shifted PWM*), e os sistemas de controle se baseiam em estruturas em cascata, na qual a malha externa é referente à regulação das tensões DC e a malha interna é referente ao controle das correntes AC. Além disso, para todos os grupos são mostrados resultados de simulação e alguns resultados experimentais. As comparações entre as configurações são feitas com base nos resultados de simulação, enquanto os resultados experimentais serviram para validar a aplicabilidade das topologias propostas. Um outro capítulo do trabalho trata da generalização dos grupos SCIT e SHB, onde os modelos dos sistemas e os cálculos preliminares necessários para o desenvolvimento das técnicas PWM são apresentados para as situações onde mais de duas células básicas de conversores são conectadas em série. O capítulo final conclui o trabalho, e nele os grupos de topologias são comparados com base nos resultados de simulação obtidos. Pôde-se concluir que, dentre os grupos OE e SCIT, algumas configurações pertencentes ao primeiro grupo apresentaram maiores níveis de THD, WTHD e perdas nos semicondutores. Além disso, verificou-se que o grupo SCIT requereu um sistema de controle mais simples. Já dentre as configurações do grupo SHB, um subgrupo com três barramentos DC não-isolados apresentou THD, WTHD e perdas menores do que os outros dois subgrupos, sendo um deles com um barramento DC e o outro com três barramentos DC isolados.

Palavras-chave: retificadores, conversores, série, cascata, trifásico, IGBT, diodos, *open-end*, pontes H, PWM, LSPWM, controle, generalização.

Abstract

Three groups of three-phase rectifiers based on series connected static converters are presented in this Masters dissertation, with the objective of contributing to the diversity of options available in the literature. The configurations proposed are analyzed and compared by means of the THD of the currents supplied by the AC power source, the WTHD of the AC voltages generated by the converters, and the conduction and switching losses at the semiconductor elements. The first group, labeled group OE (Open-End), has five configurations based on open-end AC sources, which allow the connection of two three-phase converters in series. The second group, labeled group SCIT (Series Converters with Injection Transformers), has three topologies based on two series connected three-phase converters by means of injection transformers. The last group of topologies, labeled group SHB (Series H-Bridges), has six configurations based on two cascaded H-bridges per phase. The first and the second groups contain uni and bidirectional configurations, while the last one has only unidirectional options. A chapter is dedicated to each group of topologies, in which it is covered the electrical models of the systems, the PWM techniques employed and the proposed control strategies. The PWM techniques are based on the LSPWM (Level-Shifted PWM), and the control systems are based on cascaded structures, where the external loop corresponds to the DC voltages regulation and the internal loop corresponds to the AC currents control. Furthermore, simulation and some experimental results are shown and analyzed for every group. The comparisons between the configurations are made by means of simulation results, while the experimental results validate the applicability of the proposed topologies. Another chapter of this work addresses the generalization of groups SCIT and SHB, where the systems models and the preliminary calculations necessary for the development of the PWM techniques are presented for situations in which more than two basic cells of converters are connected in cascade. The final chapter concludes the work comparing the configurations based on the obtained simulation results. It can be concluded that among groups OE and SCIT some configurations within the first group presented the highest levels of THD, WTHD and semiconductor losses. Moreover, it was verified that group SCIT required a simpler control system. Between the configurations of group SHB, a subgroup with three non-isolated DC-links presented lower THD, WTHD and semiconductor losses than the other two subgroups, where one is composed by configurations with only one DC-link and the other is a subgroup with three isolated DC-links.

Keywords: rectifiers, converters, series, cascaded, three-phase, IGBT, diodes, open-end, H-bridges, PWM, LSPWM, control, generalization.

Lista de ilustrações

Figura 1.1 – Retificador unidirecional com fonte AC em <i>open-end</i> , utilizando dois barramentos DC com carga e conversores com braços semicontrolados.	3
Figura 1.2 – Retificador unidirecional com transformador de injeção, utilizando um único barramento DC com carga e conversores com braços controlados e não-controlados.	3
Figura 1.3 – Retificador unidirecional com fonte AC em <i>open-end</i> , utilizando um único barramento DC com carga e duas pontes H em série por fase.	4
Figura 1.4 – Classificação dos retificadores trifásicos unidirecionais.	5
Figura 1.5 – Retificadores trifásicos passivos de onda completa convencionais (ponte de Graetz).	
(a) Sistema sem filtro indutivo.	
(b) Sistema com filtro indutivo do lado AC.	
(c) Sistema com filtro indutivo do lado DC.	6
Figura 1.6 – Retificador trifásico híbrido tipo <i>boost</i> .	7
Figura 1.7 – Retificador trifásico híbrido proposto em [1].	8
Figura 1.8 – Retificador trifásico híbrido proposto em [2].	8
Figura 1.9 – Retificador trifásico ativo convencional.	9
Figura 1.10 – Retificador NPC trifásico de 3 níveis.	9
Figura 2.1 – Topologias do grupo de retificadores OE1DC, com um <i>link</i> DC.	
(a) Configuração OE1DC-1. (b) Configuração OE1DC-2.	
(c) Configuração OE1DC-3.	14
Figura 2.2 – Topologias do grupo de retificadores OE2DC, com dois <i>links</i> DC.	
(a) Configuração OE2DC-1. (b) Configuração OE2DC-2.	15
Figura 2.3 – Circuitos equivalentes intermediárias das topologias dos grupos OE1DC e OE2DC.	
(a) Circuito do grupo OE1DC. (b) Circuito do grupo OE2DC.	17
Figura 2.4 – Circuitos equivalentes finais das topologias dos grupos OE1DC e OE2DC.	
(a) Circuito do grupo OE1DC. (b) Circuito do grupo OE2DC.	17
Figura 2.5 – Níveis de tensão possíveis para v_{grj} em cada configuração e estados de chaves correspondentes, $v_{Ca} = v_{Cb}$ no grupo OE2DC.	
(a) Níveis para as configurações OE1DC-1 e OE2DC-1.	
(b) Níveis para as configurações OE1DC-2 e OE2DC-2.	
(c) Níveis para a configuração OE1DC-3.	19
Figura 2.6 – Diagrama representativo do LSPWM de 3 níveis para a topologia <i>open-end</i> .	20

Figura 2.7 – Níveis de tensão possíveis para v_{grj} em cada configuração e estados de chaves correspondentes, para $v_{Ca} = 2v_{Cb}$.	
(a) Níveis para a configuração OE2DC-1. (b) Níveis para a configuração OE2DC-2.	22
Figura 2.8 – Diagrama representativo do LSPWM de 4 níveis para a topologia <i>open-end</i> .	
(a) Diagrama do LSPWM de 4 níveis padrão, sem pular níveis.	
(b) Diagrama do LSPWM _{B+} pulando níveis, para controlar o balanço de potência entre os conversores <i>A</i> e <i>B</i>	23
Figura 2.9 – Diagramas de controle genéricos para as configurações dos grupos OE1DC e OE2DC.	
(a) Diagrama de controle para as configurações do grupo OE1DC.	
(b) Diagrama de controle para a configuração OE2DC-1.	
(c) Diagrama de controle para a configuração OE2DC-2.	30
Figura 2.10–Resultados de simulação. Correntes i_{gj} de regime permanente em cada configuração.	
(a) Correntes da configuração OE1DC-1.	
(b) Correntes da configuração OE1DC-2.	
(c) Correntes da configuração OE1DC-3.	
(d) Correntes da configuração OE2DC-1 com $v_{Ca} = v_{Cb}$.	
(e) Correntes da configuração OE2DC-2 com $v_{Ca} = v_{Cb}$.	
(f) Correntes da configuração OE2DC-1 com $v_{Ca} = 2v_{Cb}$	36
Figura 2.11–Resultados de simulação. Tensão resultante v_{g1} de cada configuração.	
(a) Tensão da configuração OE1DC-1.	
(b) Tensão da configuração OE1DC-2.	
(c) Tensão da configuração OE1DC-3.	
(d) Tensão da configuração OE2DC-1 com $v_{Ca} = v_{Cb}$.	
(e) Tensão da configuração OE2DC-2 com $v_{Ca} = v_{Cb}$.	
(f) Tensão da configuração OE2DC-1 com $v_{Ca} = 2v_{Cb}$	37
Figura 2.12–Resultados de simulação. Tensões v_C , v_{Ca} e v_{Cb} nos barramentos de cada configuração durante o transitório de carga.	
(a) Tensão v_C da configuração OE1DC-1.	
(b) Tensão v_C da configuração OE1DC-2.	
(c) Tensão v_C da configuração OE1DC-3.	
(d) Tensões v_{Ca} e v_{Cb} da configuração OE2DC-1 com $v_{Ca} = v_{Cb}$.	
(e) Tensões v_{Ca} e v_{Cb} da configuração OE2DC-2 com $v_{Ca} = v_{Cb}$.	
(f) Tensões v_{Ca} e v_{Cb} da configuração OE2DC-1 com $v_{Ca} = 2v_{Cb}$	38

Figura 2.13	Resultados experimentais. Correntes i_{gj} em regime permanente das configurações OE1DC-1, OE1DC-3 e OE2DC-1.	
	(a) Correntes da configuração OE1DC-1. (b) Correntes da configuração OE1DC-3.	
	(c) Correntes da configuração OE2DC-1 para $v_{Ca}^* = v_{Cb}^*$	40
Figura 2.14	Resultados experimentais. Tensões v_{g1} em regime permanente das configurações OE1DC-1, OE1DC-3 e OE2DC-1.	
	(a) Tensão da configuração OE1DC-1. (b) Tensão da configuração OE1DC-3.	
	(c) Tensão da configuração OE2DC-1 para $v_{Ca}^* = v_{Cb}^*$	41
Figura 2.15	Resultados experimentais. Tensões nos barramentos das configurações OE1DC-1, OE1DC-3 e OE2DC-1 durante o transitório de carga.	
	(a) Tensão v_{Cm} da configuração OE1DC-1.	
	(b) Tensão v_{Cm} da configuração OE1DC-3.	
	(c) Tensões v_{Ca} e v_{Cb} da configuração OE2DC-1 para $v_{Ca}^* = v_{Cb}^*$	42
Figura 3.1	Topologias do grupo de retificadores SCIT.	
	(a) Configuração SCIT-1. (b) Configuração SCIT-2.	
	(c) Configuração SCIT-3.	45
Figura 3.2	Circuito equivalente visto do lado secundário dos transformadores.	47
Figura 3.3	Circuito equivalente visto do lado primário dos transformadores.	47
Figura 3.4	Circuito equivalente final dos sistemas de retificação.	47
Figura 3.5	Níveis de tensão possíveis para v_{grj} em cada configuração e estados de chaves correspondentes para $\eta = 1$.	
	(a) Níveis para a configuração SCIT-1. (b) Níveis para a configuração SCIT-2.	
	(c) Níveis para a configuração SCIT-3.	49
Figura 3.6	Diagrama representativo do LSPWM de 3 níveis para $\eta = 1$	50
Figura 3.7	Níveis de tensão possíveis para v_{grj} em cada configuração e estados de chaves correspondentes para $\eta = 2$.	
	(a) Níveis para a configuração SCIT-1. (b) Níveis para a configuração SCIT-2.	
	(c) Níveis para a configuração SCIT-3.	51
Figura 3.8	Diagrama representativo do LSPWM de 4 níveis para $\eta = 2$	52
Figura 3.9	Diagrama de controle genérico para as configurações do grupo SCIT.	53

Figura 3.10	Resultados de simulação. Correntes i_{gj} de regime permanente em cada configuração.	
	(a) Correntes da configuração SCIT-1 com $\eta = 1$.	
	(b) Correntes da configuração SCIT-2 com $\eta = 1$.	
	(c) Correntes da configuração SCIT-3 com $\eta = 1$.	
	(d) Correntes da configuração SCIT-1 com $\eta = 2$	56
Figura 3.11	Resultados de simulação. Tensão resultante v_{g1} de cada configuração.	
	(a) Tensão da configuração SCIT-1 com $\eta = 1$.	
	(b) Tensão da configuração SCIT-2 com $\eta = 1$.	
	(c) Tensão da configuração SCIT-3 com $\eta = 1$.	
	(d) Tensão da configuração SCIT-1 com $\eta = 2$	57
Figura 3.12	Resultados de simulação. Tensão v_C dos barramentos de cada configuração durante o transitório de carga.	
	(a) Tensão da configuração SCIT-1 com $\eta = 1$.	
	(b) Tensão da configuração SCIT-2 com $\eta = 1$.	
	(c) Tensão da configuração SCIT-3 com $\eta = 1$.	
	(d) Tensão da configuração SCIT-1 com $\eta = 2$	58
Figura 3.13	Resultados experimentais. Correntes i_{gj} em regime permanente da configuração SCIT-1.	
	(a) Correntes para $\eta = 1$. (b) Correntes para $\eta = 2$	60
Figura 3.14	Resultados experimentais. Tensões v_{g1} em regime permanente da configuração SCIT-1.	
	(a) Tensão para $\eta = 1$. (b) Tensão para $\eta = 2$	60
Figura 3.15	Resultados experimentais. Tensão no barramento DC da configuração SCIT-1 durante o transitório de carga.	
	(a) Tensão para $\eta = 1$.	
	(b) Tensão para $\eta = 2$	61
Figura 4.1	Configurações SHB1DC, retificando para um único barramento DC.	
	(a) Configuração SHB1DC-1. (b) Configuração SHB1DC-2.	65
Figura 4.2	Configurações SHB3DCi, retificando para três barramentos DC isolados.	
	(a) Configuração SHB3DCi-1. (b) Configuração SHB3DCi-2.	66
Figura 4.3	Configurações SHB3DCn, retificando para três barramentos DC não isolados.	
	(a) Configuração SHB3DCn-1. (b) Configuração SHB3DCn-2.	67
Figura 4.4	Circuitos equivalentes das topologias com pontes H em cascata.	
	(a) Circuito equivalente das topologias SHB1DC.	
	(b) Circuito equivalente das topologias SHB3DCi.	
	(c) Circuito equivalente das topologias SHB3DCn.	69

Figura 4.5 – Distribuição das portadoras, setores correspondentes e níveis de v_{grj} para o LSPWM de 9 níveis padrão, para o LSPWM $_{Bj+}$ e para o LSPWM $_{Bj-}$.	72
Figura 4.6 – Disposição das portadoras, setores correspondentes e níveis possíveis de v_{gj} para o LSPWM de 7 níveis.	74
Figura 4.7 – Diagramas de controle para as configurações do grupo SHB. É considerado que $q_{aj} = (q_{apj}, q_{anj})$ e que $q_{bj} = (q_{bpj}, q_{bnj})$.	
(a) Diagrama para as configurações SHB1DC.	
(b) Diagrama de controle para as configurações SHB3DCi.	
(c) Diagrama de controle para as configurações SHB3DCn.	78
Figura 4.8 – Resultados de simulação. Correntes i_{gj} em cada configuração aplicando-se o LSPWM de 9 níveis.	
(a) Na configuração SHB1DC-1. (b) Na configuração SHB1DC-2.	
(c) Na configuração SHB3DCi-1. (d) Na configuração SHB3DCi-2.	
(e) Na configuração SHB3DCn-1. (f) Na configuração SHB3DCn-2.	84
Figura 4.9 – Resultados de simulação. Correntes i_{gj} em cada configuração aplicando-se o LSPWM de 7 níveis.	
(a) Na configuração SHB1DC-1. (b) Na configuração SHB1DC-2.	
(c) Na configuração SHB3DCi-1. (d) Na configuração SHB3DCi-2.	
(e) Na configuração SHB3DCn-1. (f) Na configuração SHB3DCn-2.	85
Figura 4.10 – Resultados de simulação. Tensão resultante v_{g1} em cada configuração aplicando-se o LSPWM de 9 níveis.	
(a) Na configuração SHB1DC-1. (b) Na configuração SHB1DC-2.	
(c) Na configuração SHB3DCi-1. (d) Na configuração SHB3DCi-2.	
(e) Na configuração SHB3DCn-1. (f) Na configuração SHB3DCn-2.	86
Figura 4.11 – Resultados de simulação. Tensão resultante v_{g1} em cada configuração aplicando-se o LSPWM de 7 níveis.	
(a) Na configuração SHB1DC-1. (b) Na configuração SHB1DC-2.	
(c) Na configuração SHB3DCi-1. (d) Na configuração SHB3DCi-2.	
(e) Na configuração SHB3DCn-1. (f) Na configuração SHB3DCn-2.	87
Figura 4.12 – Resultados de simulação. Tensões v_{Ca} ou v_{Ca1} dos links DC em cada configuração durante o transitório de carga aplicando-se o LSPWM de 9 níveis.	
(a) Tensão v_{Ca} na configuração SHB1DC-1.	
(b) Tensão v_{Ca} na configuração SHB1DC-2.	
(c) Tensão v_{Ca1} na configuração SHB3DCi-1.	
(d) Tensão v_{Ca1} na configuração SHB3DCi-2.	
(e) Tensão v_{Ca1} na configuração SHB3DCn-1.	
(f) Tensão v_{Ca1} na configuração SHB3DCn-2.	88

Figura 4.13	Resultados de simulação. Tensões v_{Ca} ou v_{Ca1} dos links DC em cada configuração durante o transitório de carga aplicando-se o LSPWM de 7 níveis.	
	(a) Tensão v_{Ca} na configuração SHB1DC-1.	
	(b) Tensão v_{Ca} na configuração SHB1DC-2.	
	(c) Tensão v_{Ca1} na configuração SHB3DCi-1.	
	(d) Tensão v_{Ca1} na configuração SHB3DCi-2.	
	(e) Tensão v_{Ca1} na configuração SHB3DCn-1.	
	(f) Tensão v_{Ca1} na configuração SHB3DCn-2.	89
Figura 4.14	Resultados de simulação. Tensão v_{Cb1} do capacitor flutuante em cada configuração durante o transitório de carga aplicando-se o LSPWM de 9 níveis.	
	(a) Na configuração SHB1DC-1. (b) Na configuração SHB1DC-2.	
	(c) Na configuração SHB3DCi-1. (d) Na configuração SHB3DCi-2.	
	(e) Na configuração SHB3DCn-1. (f) Na configuração SHB3DCn-2. . .	90
Figura 4.15	Resultados de simulação. Tensão v_{Cb1} do capacitor flutuante em cada configuração durante o transitório de carga aplicando-se o LSPWM de 7 níveis.	
	(a) Na configuração SHB1DC-1. (b) Na configuração SHB1DC-2.	
	(c) Na configuração SHB3DCi-1. (d) Na configuração SHB3DCi-2.	
	(e) Na configuração SHB3DCn-1. (f) Na configuração SHB3DCn-2. . .	91
Figura 4.16	Resultados experimentais. Tensão v_{g1} (curva superior) e corrente i_{g1} (curva inferior) da configuração SHB3DCi-2, em regime permanente.	
	(a) Utilizando o LSPWM de 9 níveis. (b) Utilizando o LSPWM de 7 níveis.	93
Figura 4.17	Resultados experimentais. Tensões v_{Ca1} (curva superior) e v_{Cb1} (curva do meio) dos barramentos DC, e corrente i_{g1} (curva inferior) da configuração SHB3DCi-2, durante o transitório de carga.	
	(a) Utilizando o LSPWM de 9 níveis. (b) Utilizando o LSPWM de 7 níveis.	94
Figura 5.1	Célula básica da generalização das topologias do grupo SCIT.	97
Figura 5.2	Topologias do grupo de retificadores SCIT com $n_{conv} = 3$.	
	(a) Configuração SCIT-1. (b) Configuração SCIT-2. (c) Configuração SCIT-3.	102
Figura 5.3	Célula básica de uma fase da generalização das topologias com pontes H em cascata.	103
Figura 5.4	Topologias do grupo de retificadores SHB3DCn com $n_{conv} = 3$.	
	(a) Configuração SHB3DCn-1. (b) Configuração SHB3DCn-2.	106

Figura 6.1 – THD médio das correntes i_{gj} e WTHD médio das tensões v_{gj} nas configurações dos grupos OE e SCIT. "CONV. RECT."se refere ao retificador ativo trifásico convencional. Os identificadores (3L) e (4L) se referem respectivamente os casos em que se usa o LSPWM de 3 e 4 níveis.	112
Figura 6.2 – Perdas por condução, por chaveamento e totais nas configurações dos grupos OE e SCIT. "CONV. RECT."se refere ao retificador ativo trifásico convencional. Os identificadores (3L) e (4L) se referem respectivamente os casos em que se usa o LSPWM de 3 e 4 níveis.	112
Figura 6.3 – THD médio das correntes i_{gj} e WTHD médio das tensões v_{gj} nas configurações 1 do grupo SHB. "CONV. RECT."se refere ao retificador ativo trifásico convencional. Os identificadores (9L) e (7L) se referem respectivamente os casos em que se usa o LSPWM de 9 e 7 níveis.	113
Figura 6.4 – Perdas por condução, por chaveamento e totais nas configurações 1 do grupo SHB. "CONV. RECT."se refere ao retificador ativo trifásico convencional. Os identificadores (9L) e (7L) se referem respectivamente os casos em que se usa o LSPWM de 9 e 7 níveis.	113
Figura 6.5 – THD médio das correntes i_{gj} e WTHD médio das tensões v_{gj} nas configurações 2 do grupo SHB. "CONV. RECT."se refere ao retificador ativo trifásico convencional. Os identificadores (9L) e (7L) se referem respectivamente os casos em que se usa o LSPWM de 9 e 7 níveis.	114
Figura 6.6 – Perdas por condução, por chaveamento e totais nas configurações 2 do grupo SHB. "CONV. RECT."se refere ao retificador ativo trifásico convencional. Os identificadores (9L) e (7L) se referem respectivamente os casos em que se usa o LSPWM de 9 e 7 níveis.	114

Lista de tabelas

Tabela 2.1 – Relação entre o estado das chaves q_{aj} e q_{bj} e o carregamento/descarregamento dos barramentos em função do sinal das correntes i_{gj} para $v_{grj} = 0$	21
Tabela 2.2 – Relação entre os setores do LSPWM de 4 níveis padrão e o carregamento/descarregamento relativo dos barramentos em função do sinal das correntes i_{gj}	24
Tabela 2.3 – Relação entre os setores do LSPWM $_{B+}$ e o carregamento/descarregamento relativo dos barramentos em função do sinal das correntes i_{gj}	24
Tabela 2.4 – THDs médios das correntes i_{gj} e WTHDs médios das tensões v_{gj} em cada configuração.	33
Tabela 2.5 – Perdas por condução (P_{cond}), por chaveamento (P_{chav}) e totais (P_{tot}) em cada configuração.	35
Tabela 3.1 – THDs médios das correntes i_{gj} e WTHDs médios das tensões v_{gj} em cada configuração.	55
Tabela 3.2 – Perdas por condução (P_{cond}), por chaveamento (P_{chav}) e totais (P_{tot}) em cada configuração.	56
Tabela 4.1 – Relações de carga/descarga das tensões v_{Cb_j} em função dos estados de comutação (q_{bp_j} , q_{bn_j}) dos conversores B_j e do sinal das correntes i_{gj}	72
Tabela 4.2 – THD médio das correntes i_{gj} e WTHD médio das tensões v_{gj} em cada topologia do grupo SHB, aplicando-se o LSPWM de 9 níveis.	81
Tabela 4.3 – THD médio das correntes i_{gj} e WTHD médio das tensões v_{gj} em cada topologia do grupo SHB, aplicando-se o LSPWM de 7 níveis.	81
Tabela 4.4 – Perdas por condução (P_{cd}), por chaveamento (P_{sw}) e totais (P_{tot}) em cada topologia do grupo SHB, aplicando-se o LSPWM de 9 níveis. A denominação “Conv. A” se refere à soma das perdas dos conversores A_j , enquanto “Conv. B” se refere à soma das perdas dos conversores B_j	82
Tabela 4.5 – Perdas por condução (P_{cd}), por chaveamento (P_{sw}) e totais (P_{tot}) em cada topologia do grupo SHB, aplicando-se o LSPWM de 7 níveis. A denominação “Conv. A” se refere à soma das perdas dos conversores A_j , enquanto “Conv. B” se refere à soma das perdas dos conversores B_j	83
Tabela 6.1 – THD médio das correntes i_{gj} (THD_i), WTHD médio das tensões v_{gj} ($WTHD_v$) e perdas nos semicondutores por condução (P_{cond}), por chaveamento (P_{chav}) e totais (P_{tot}) do retificador trifásico ativo convencional.	108

Tabela 6.2 – Contagem de componentes e número de níveis gerados para as tensões v_{grj} e v_{gj} em cada topologia. A cada IGBT está associado um diodo em antiparalelo. Na coluna "Diodos" são desconsiderados os diodos em antiparalelo com IGBTs. "CONV. RECT." se refere ao retificador ativo trifásico convencional. 111

Lista de abreviaturas e siglas

AC	<i>Alternate Current</i>
DC	<i>Direct Current</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
LSPWM	<i>Level-Shifted PWM</i>
OE	<i>Open-End</i>
OE1DC	<i>Open-End with 1 DC-link</i>
OE2DC	<i>Open-End with 2 DC-links</i>
PFC	<i>Power Factor Correction</i>
PMG	<i>Permanent Magnetic Generator</i>
PSPWM	<i>Phase-Shifted PWM</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
RNSIC	<i>Rectifier with Near Sinusoidal Input Current</i>
SCIT	<i>Series Converters with Injection Transformers</i>
SHB	<i>Series H-bridges</i>
SHB1DC	<i>Series H-bridges with 1 DC-link</i>
SHB3DCi	<i>Series H-bridges with 3 isolated DC-links</i>
SHB3DCn	<i>Series H-bridges with 3 non-isolated DC-link</i>
SVPWM	<i>Space-Vector PWM</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
WTHD	<i>Weighted Total Harmonic Distortion</i>

Sumário

1	INTRODUÇÃO	1
1.1	Apresentação do Tema	1
1.2	Revisão Bibliográfica	5
1.3	Publicações	11
2	TOPOLOGIAS BÁSICAS EM OPEN-END	12
2.1	Introdução	12
2.2	Modelo do Sistema	16
2.3	Técnica PWM	18
2.3.1	LSPWM de 3 níveis para os grupos OE1DC e OE2DC	18
2.3.2	LSPWM de 4 níveis para o grupo OE2DC	22
2.4	Estratégia de Controle	26
2.4.1	Influência da tensão $v_{0b0\alpha}$ na distribuição de potência entre os conversores da configuração OE2DC-2	28
2.5	Resultados de Simulação	31
2.6	Resultados Experimentais	39
2.7	Conclusão	43
3	TOPOLOGIAS BÁSICAS COM TRANSFORMADOR DE INJEÇÃO	44
3.1	Introdução	44
3.2	Modelo do Sistema	46
3.3	Técnica PWM	49
3.3.1	LSPWM de 3 níveis ($\eta = 1$)	49
3.3.2	LSPWM de 4 níveis ($\eta = 2$)	51
3.4	Estratégia de Controle	53
3.5	Resultados de Simulação	54
3.6	Resultados Experimentais	59
3.7	Conclusão	62
4	TOPOLOGIAS COM DUAS PONTES H EM SÉRIE POR FASE	63
4.1	Introdução	63
4.2	Modelo do Sistema	68
4.3	Técnica PWM	70
4.3.1	Variações do LSPWM de 9 níveis	72
4.3.2	LSPWM de 7 níveis	73
4.4	Estratégia de Controle	75

4.5	Resultados de Simulação	79
4.6	Resultados Experimentais	92
4.7	Conclusão	95
5	GENERALIZAÇÕES	96
5.1	Introdução	96
5.2	Topologias com transformador de injeção	97
5.2.1	Generalização do modelo	97
5.2.2	Generalização do LSPWM	98
5.2.2.1	Generalização para a topologia SCIT-1	99
5.2.2.2	Generalização para a topologia SCIT-2	100
5.2.2.3	Generalização para a topologia SCIT-3	100
5.2.3	Exemplo: retificadores com 3 conversores em série	101
5.3	Topologias com pontes H em série	103
5.3.1	Generalização do modelo	103
5.3.2	Generalização do LSPWM	104
5.3.3	Exemplo: retificadores com 3 <i>links</i> DC não isolados e 3 pontes H em série por fase	105
5.4	Conclusão	107
6	CONCLUSÃO	108
6.1	Trabalhos Futuros	111
	Referências	115

1 Introdução

1.1 Apresentação do Tema

A geração de energia elétrica a partir de fontes renováveis é um tema em ascensão e de relevância crescente para a sociedade contemporânea. De fato, a preocupação é constante sobre a utilização de combustíveis fósseis e outras fontes não renováveis para a produção de energia elétrica. As pesquisas na área de fontes renováveis de energia estão sendo cada vez mais valorizadas, e visam principalmente desenvolver sistemas de alta eficiência e baixo custo, tornando-os economicamente viáveis. A preocupação dos governos, principalmente de países desenvolvidos, é em aumentar cada vez mais a parcela das fontes renováveis em suas matrizes energéticas. Como exemplo, podemos citar a Alemanha, que investe pesadamente em sistemas de geração fotovoltaica, e o Japão, que busca substituir as suas usinas nucleares por sistemas baseados em fontes renováveis, como os aerogeradores.

A eletrônica de potência tem um papel importantíssimo nesses sistemas, principalmente no que se refere à interligação dos sistemas de geração com a rede elétrica, e na melhoria da qualidade da energia disponibilizada. Os equipamentos que geram energia elétrica a partir de fontes renováveis dificilmente produzem grandezas que se adequam diretamente às da rede elétrica. Por exemplo, sistemas fotovoltaicos geram tensões e correntes contínuas, enquanto os sistemas eólicos geram tensões e correntes de frequência variável. Portanto, é necessário um sistema que faça a interface entre a geração e a distribuição/consumo, adequando a energia produzida aos padrões da rede. No caso particular dos sistemas de geração eólica, essa interface é feita a partir de sistemas de conversão AC-DC-AC, i.e., conversores em *back-to-back*, enquanto nos sistemas fotovoltaicos a conversão deve ser DC-DC-AC.

Os conversores AC-DC-AC também são bastante empregados no acionamento de máquinas elétricas. As redes elétricas industriais alimentam maquinários pesados e com diferentes funções, e.g., máquinas operatrizes, bombas hidráulicas, máquinas de prensa, braços robóticos, etc. Cada um desses equipamentos têm diferentes requisitos de potência e tensão, variando tanto em frequência como em amplitude, de modo que não podem ser alimentados diretamente pela rede. Então, a interface entre a rede e os equipamentos deve ser feito por meio de conversores AC-DC-AC, tendo em vista que devem ser atendidos os requisitos de THD máximo das correntes e de fator de potência mínimo, ambos em relação à rede.

Deste modo, o foco do trabalho proposto é o desenvolvimento, caracterização e

análise de sistemas de retificadores trifásicos, correspondentes ao estágio AC-DC dos conversores *back-to-back*, aplicados tanto no cenário de geração de energia elétrica, como no de acionamento de máquinas a partir da rede elétrica. Assim, várias alternativas serão estudadas e propostas, variando tanto em termos de desempenho quanto em termos de custos de implementação e operacionais. Os critérios para análise de desempenho e custos são objetivos e passíveis de quantificação, como por exemplo o THD das correntes geradas pela fonte trifásica de potência AC, o WTHD das tensões AC geradas pelos retificadores, as perdas por condução e chaveamento dos dispositivos semicondutores, e a quantidade de chaves IGBTs utilizadas.

Especificamente, os tipos de retificadores que serão apresentados são baseados em topologias multinível com conversores em cascata. As células básicas de cada caso são conversores trifásicos, i.e., conversores formados por três braços compostos por IGBTs e/ou diodos de potência, conectados às três fases de um sistema trifásico; ou pontes H, i.e., conversores formados por dois braços compostos por IGBTs e/ou diodos de potência, conectados a uma única fase de um sistema trifásico.

Assim, três grupos de topologias serão estudadas, cada uma com seus subgrupos. No primeiro, são apresentadas topologias com dois conversores estáticos trifásicos conectados em série por meio de uma fonte AC configurada em *open-end*. Na literatura existem alguns exemplos de configurações desse tipo, como visto em [3–5]. Na Figura 1.1 é mostrado como exemplo uma das topologias que serão trabalhadas. Essas topologias podem ter um ou dois barramentos DC ligados a cargas. No segundo grupo são trabalhadas topologias com dois conversores trifásicos conectados em cascata por meio de transformadores de injeção, como a mostrada na Figura 1.2. Por fim, no último grupo são apresentadas as topologias baseadas em pontes H em série, como a mostrada na Figura 1.3. A maior parte das configurações que são apresentadas neste trabalho são unidirecionais, sendo ideais para aplicações em que a operação regenerativa não é necessária, ou mesmo proibitiva, como é o caso de sistemas de conversão de energia eólica (WECS), de telecomunicações ou aeroespaciais [6].

Além dessas topologias, alguns casos passíveis de generalização serão estudados, e.g., o segundo grupo de topologias citado (com transformadores de injeção) é passível de generalização, porque utilizando este método n conversores podem ser conectados em cascata. Da mesma forma, o último grupo (com pontes H em série) também é passível de generalização.

O que se busca ao estudar topologias desse tipo é otimizar o desempenho dos retificadores do ponto de vista da fonte AC, buscando relações de tensões de barramentos e relações de espira dos transformadores que otimizem o número de níveis gerados por fase pelos conversores. Além disso, procura-se reduzir os custos de implementação e operacionais ao substituir IGBTs de topologias bidirecionais por diodos de potência, reduzindo

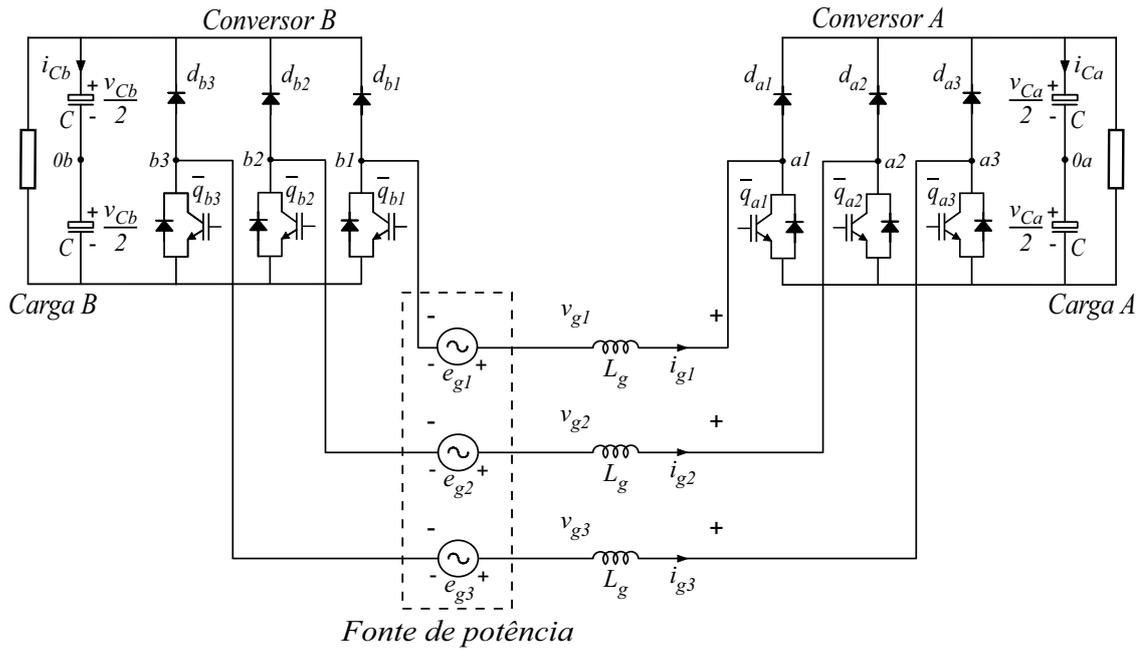


Figura 1.1 – Retificador unidirecional com fonte AC em *open-end*, utilizando dois barramentos DC com carga e conversores com braços semicontrolados.

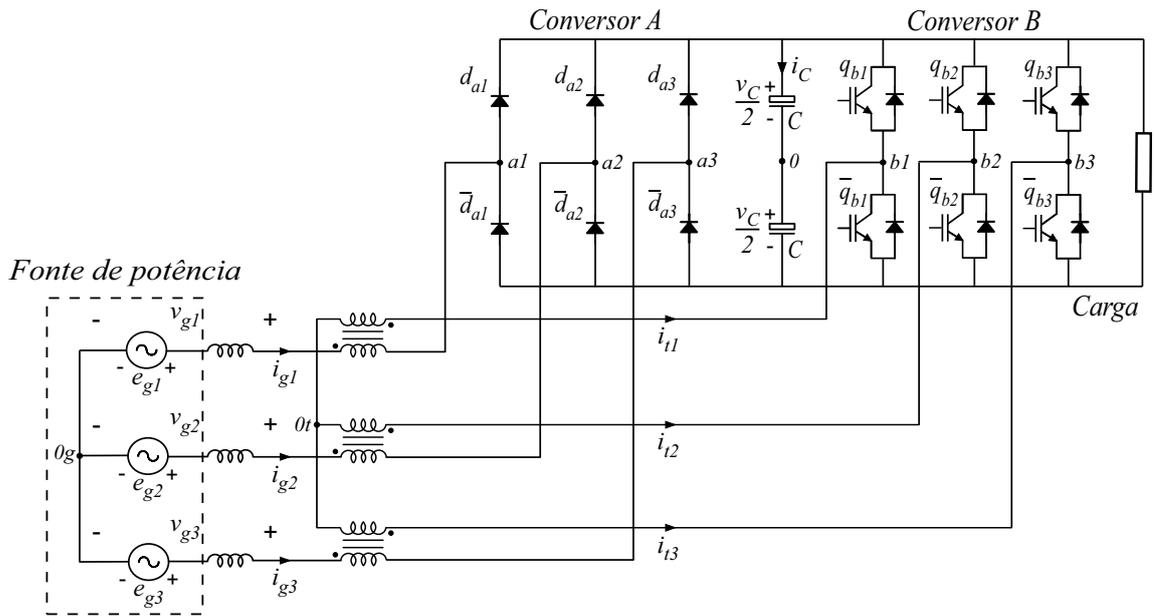


Figura 1.2 – Retificador unidirecional com transformador de injeção, utilizando um único barramento DC com carga e conversores com braços controlados e não-controlados.

o número de chaves controladas e tornando as topologias unidirecionais, o que reduz o custo de aquisição dos dispositivos e potencialmente as perdas operacionais.

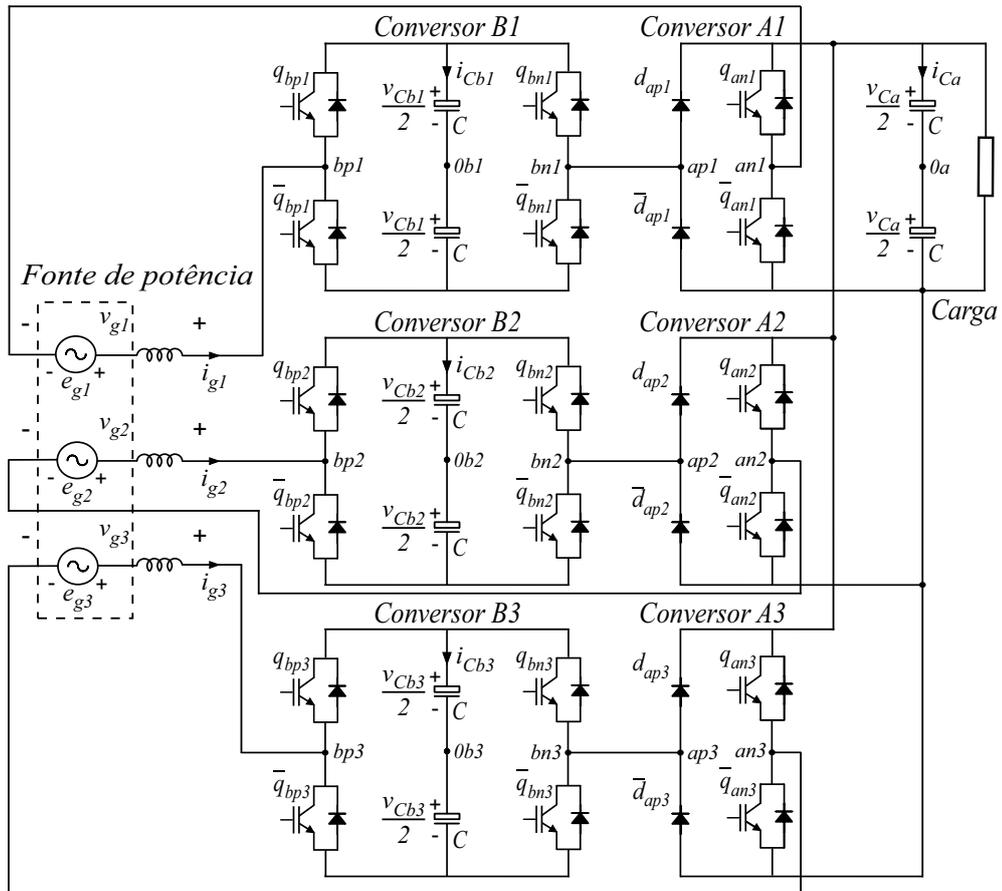


Figura 1.3 – Retificador unidirecional com fonte AC em *open-end*, utilizando um único barramento DC com carga e duas pontes H em série por fase.

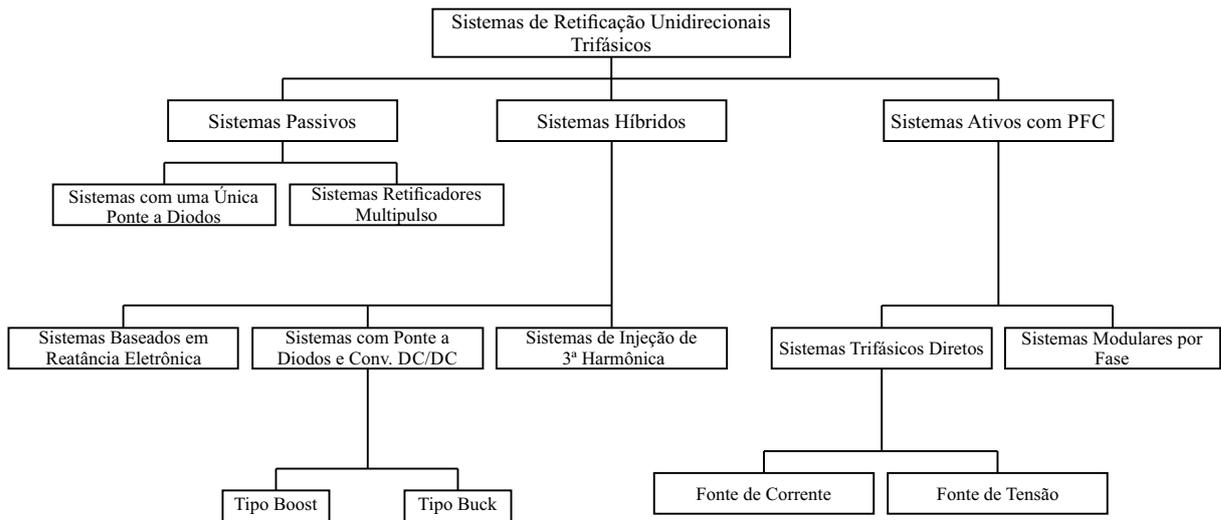


Figura 1.4 – Classificação dos retificadores trifásicos unidirecionais.

1.2 Revisão Bibliográfica

No contexto da eletrônica de potência, o fornecimento de energia a partir de fontes AC trifásicas geralmente ocorre em dois estágios. No primeiro, a tensão AC da fonte AC é convertida em uma tensão DC. No segundo estágio, essa tensão DC é adaptada à tensão solicitada pela carga, e.g., caso a carga seja um motor trifásico AC, a tensão DC é convertida por um inversor num conjunto trifásico de tensões AC. Assim, este trabalho tem como foco o primeiro estágio desse processo, que é o estágio de retificação.

Os retificadores podem ser divididos em três grandes grupos de sistemas, i.e., os sistemas passivos, os sistemas híbridos e os sistemas ativos com PFC (correção do fator de potência), conforme pode ser observado no diagrama mostrado na Figura 1.4. Este diagrama foi extraído de [7] e permite visualizar a classificação dos sistemas de retificação trifásicos existentes.

Os retificadores trifásicos passivos são soluções baratas, robustas e simples para sistemas de retificação. Os sistemas passivos de retificação mais simples e comuns são compostos somente por uma ponte a diodos trifásica de onda completa, também conhecida como ponte de Graetz, como mostrado na Figura 1.5, e têm ainda duas variações que empregam indutores como filtros passivos de corrente do lado AC (ver Figura 1.5(b)) ou do lado DC (ver Figura 1.5(c)). Sistemas baseados em retificadores trifásicos de meia onda podem ser utilizados, mas apresentam um desempenho inferior em termos de fator de potência, além de possuírem oscilações maiores na tensão DC. Outros exemplos menos convencionais de retificadores passivos podem ser encontrados na literatura, como a alternativa proposta em [8], que emprega três retificadores monofásicos de onda completa conectados em cascata do lado DC, sendo um monofásico por fase. Neste caso, o fator de potência é aumentado por uma técnica de filtragem passiva. Outros exemplos podem ser observados em [9] e em [10], onde o fator de potência de um retificador trifásico passivo

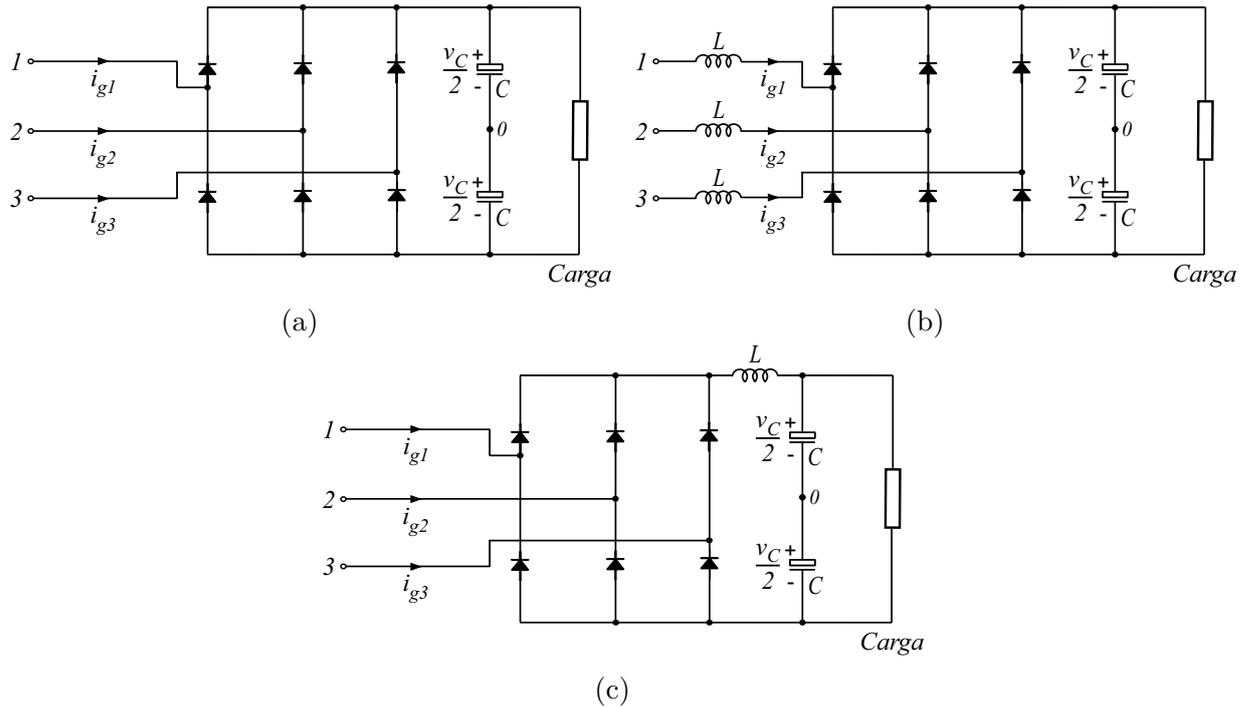


Figura 1.5 – Retificadores trifásicos passivos de onda completa convencionais (ponte de Graetz).
 (a) Sistema sem filtro indutivo.
 (b) Sistema com filtro indutivo do lado AC.
 (c) Sistema com filtro indutivo do lado DC.

convencional é melhorado por meio de diversas técnicas de filtragem passiva. Estes últimos exemplos são classificados como retificadores RNSIC (Retificador com Corrente de Entrada Quase Sinusoidal).

Retificadores passivos podem aparecer como uma solução interessante em aplicações industriais onde a robustez e o baixo custo dos sistemas devem ser priorizados. No entanto, eles são inadequados para outras aplicações que exigem melhor desempenho, podendo apresentar problemas relacionados à qualidade no fornecimento de energia, como introdução de distorção harmônica nas correntes da fonte de potência AC, bem como fator de potência baixo [11]. Além disso, ao se utilizar um retificador puramente passivo, a tensão DC gerada é determinada pelas tensões AC de entrada, não havendo meio de regular essa tensão em um valor diferente. Uma alternativa é substituir os diodos da ponte trifásica por tiristores, no entanto, essa solução degrada ainda mais o fator de potência das correntes da fonte AC, sendo igualmente inadequadas para aplicações que exigem alto fator de potência e baixo THD das correntes de entrada. Existem casos em que a garantia da qualidade de energia é fundamental, exigindo $THD_i < 5\%$ (THD das correntes AC), $WTHD_v < 0.5\%$ (WTHD das tensões AC geradas pelos conversores), e fator de potência $\lambda > 95\%$ [7].

Neste cenário, os sistemas de retificadores híbridos surgem como uma alternativa viável, aliando o baixo custo e a robustez dos sistemas passivos com o bom desempenho

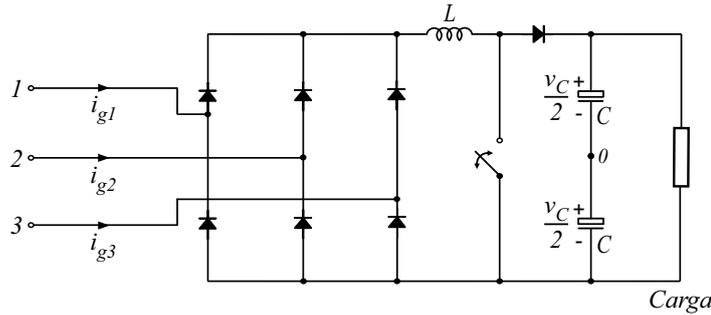


Figura 1.6 – Retificador trifásico híbrido tipo *boost*.

dos sistemas ativos. Por exemplo, por meio de conversores AC-DC-DC, eles permitem regular a tensão DC de saída, mantendo um fator de potência similar ou melhor do que os retificadores passivos. Uma estrutura clássica desse tipo de retificador pode ser observada na Figura 1.6, em que um conversor DC-DC do tipo *boost* é conectado na saída de uma ponte a diodos trifásica, formando um retificador trifásico *boost*. Na literatura, outros tipos de estruturas híbridas baseadas nessa composição podem ser encontradas. Por exemplo, em [1] é proposta uma topologia híbrida formada por uma ponte de Graetz convencional em paralelo com três retificadores *boost* monofásicos, um conectado a cada braço do sistema trifásico, conforme mostrado na Figura 1.7. Em [2], é proposto um retificador híbrido composto pela associação em paralelo de um retificador *boost* trifásico com um retificador Vienna (ver Figura 1.8). Outras alternativas similares que também empregam pontes Graetz em paralelo com retificadores PWM também são propostas em [12–14]. Em [15] é proposto um sistema de retificação baseado na adaptação um retificador passivo, introduzindo um conversor flutuante (que não processa potência) em paralelo, para melhorar o fator de potência e o THD das correntes. Em [16], uma topologia composta por uma ponte de Graetz em paralelo com um braço NPC é proposta. Ela foi baseada no retificador proposto em [17], que emprega um braço de 2 níveis, i.e., com somente 2 IGBTs, no lugar do braço NPC de 3 níveis, que possui 4 IGBTs e 2 diodos.

Um outro grupo de retificadores que prioriza ainda mais o desempenho são os retificadores ativos, também conhecidos como retificadores PWM. Estes dispositivos são capazes de manter um fator de potência bastante alto ($\lambda > 99\%$) e baixos níveis de THD_i , sendo ainda possível regular a tensão DC de saída sem a necessidade de um segundo estágio DC de conversão. São geralmente compostos por chaves IGBT e têm ganhando cada vez mais espaço entre as aplicações de alta potência com o desenvolvimento da eletrônica de potência. A configuração trifásica mais elementar desse tipo de retificador pode ser vista na Figura 1.9.

Para resolver o problema de limitação de potência que muitos retificadores PWM enfrentam (se comparados aos retificadores passivos e aos híbridos), são desenvolvidas topologias que empregam associação de vários conversores, permitindo a divisão da potência processada e aumentando a capacidade do dispositivo. Além disso, as configurações mul-

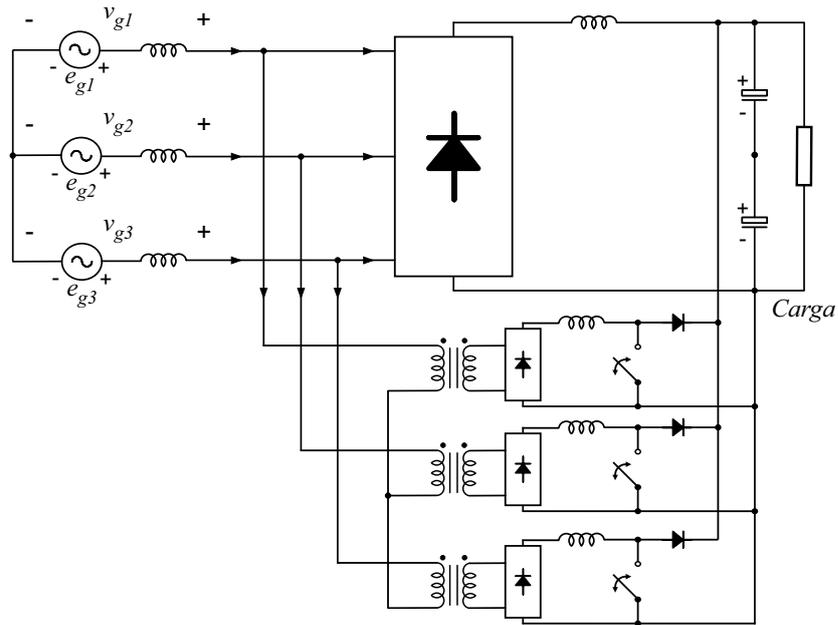


Figura 1.7 – Retificador trifásico híbrido proposto em [1].

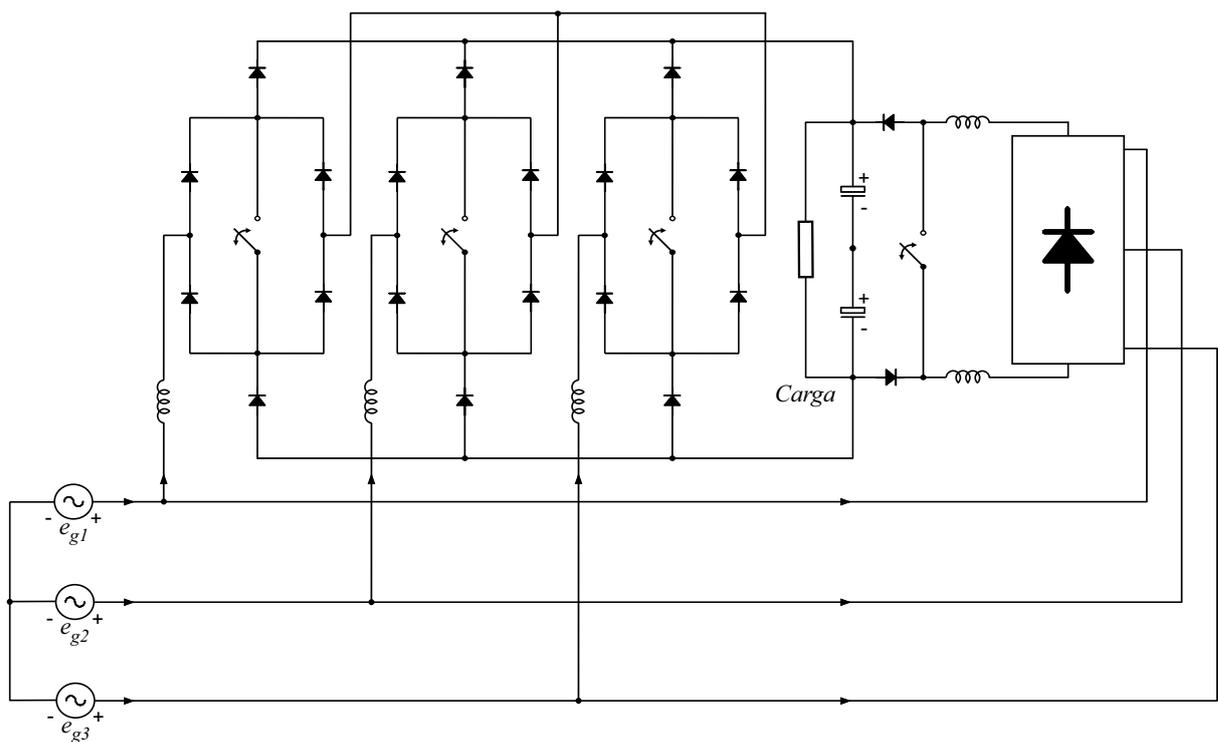


Figura 1.8 – Retificador trifásico híbrido proposto em [2].

tinível estão em constante desenvolvimento entre os retificadores ativos, e têm se tornado cada vez mais populares por permitirem melhor qualidade de energia e maior capacidade de potência. Além disso, uma vez que o maior número de níveis produzido pelo conversor melhora o WTHD das tensões AC e o THD das correntes da fonte AC, é possível reduzir a frequência de operação do dispositivo, o que diminui as perdas por chaveamento. Uma das configurações multinível mais clássicas é a NPC de 3 níveis, mostrada na Figura 1.10. Em [18], várias estratégias de controle para balanceamento do barramento DC dos retifi-

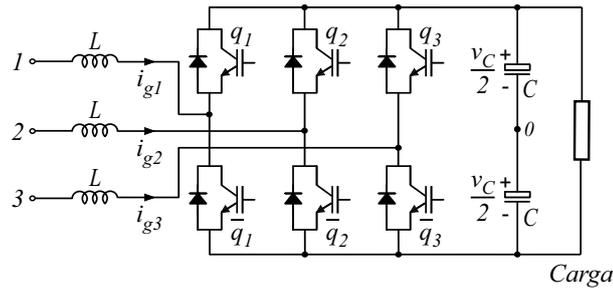


Figura 1.9 – Retificador trifásico ativo convencional.

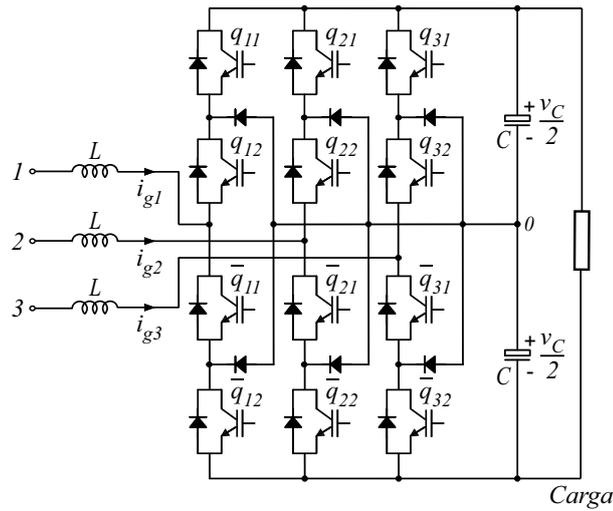


Figura 1.10 – Retificador NPC trifásico de 3 níveis.

cadres NPC são discutidas, enquanto em [19] é apresentada uma estratégia de controle baseada em OCC (controle de um ciclo). Em [20], é proposta uma técnica de controle para retificadores NPC baseada em um regulador ótimo.

Retificadores ativos têm especial importância em sistemas de geração a partir de energia eólica. Como as turbinas eólicas têm pontos de potência máxima diferentes para diferentes velocidades do vento [21], muitas turbinas de pequeno e médio porte trabalham com velocidade variável para atingir uma potência de saída máxima. Assim, a aplicação de retificadores ativos se faz necessária devido à flexibilidade que eles oferecem. Exemplos de sistemas básicos deste tipo podem ser vistos em [21, 22]. Em [23] é feito um estudo comparativo de três tipos de retificadores PWM para sistemas de geração eólica. Sistemas baseados em geradores eólicos a imã permanente (PMG) e retificadores PWM são analisados em [24] e em [25].

Em todos estes casos, conversores AC-DC ativos são empregados em sistemas de conversão em *back-to-back* para fazer a interface com a rede elétrica. Outros sistemas AC-DC-AC são utilizados em uma grande variedade de aplicações de alta potência e alta/média tensão, como visto em [26–29]. Uma vez que a confiabilidade e o desempenho são aspectos importantes para garantir a viabilidade de um sistema de conversão [27], o uso de conversores multinível surge como uma alternativa interessante, como visto em [30]

e em [31]. Eles permitem reduzir consideravelmente o WTHD das tensões geradas, bem como o THD das correntes da fonte AC de potência, possibilitando também a redução da frequência de comutação e conseqüentemente as perdas por chaveamento. Outras vantagens são citadas em [32–35], como a redução do estresse de chaveamento nas chaves, menor variação das tensões geradas e menor potência por conversor utilizado. As desvantagens na utilização de topologias multinível basicamente se concentram no número maior de componentes ativos [33], que causam um aumento no investimento inicial do projeto.

Assim, topologias com conversores conectados em série surgem como opções válidas no cenário multinível. Uma das primeiras referências feitas na literatura a topologias empregando conversores estáticos e máquinas trifásicas configuradas em *open-end* podem ser encontradas em [36, 37]. Ainda considerando o cenário de acionamento de máquinas, outras configurações em *open-end* são vistas em [38] e [39]. Topologias similares aplicadas a sistemas de retificação são menos documentadas, mas podem ser encontradas, como visto em [3–5]. As configurações com conversores trifásicos conectados em cascata por meio de transformador de injeção, representadas neste trabalho pelas configurações do grupo SCIT, são encontradas na literatura em versões bidirecionais, empregadas tanto para aplicações em acionamento de máquinas quanto para retificadores, como visto em [40]. Já as configurações baseadas em pontes H em cascata são outra forma de conversor multinível bastante estudada na literatura, como visto em [41–45]. Particularmente, em [46] é apresentado um conversor monofásico fotovoltaico baseado em duas pontes H em cascata, sendo uma delas com capacitor flutuante, enquanto em [47] é apresentado um algoritmo de controle preditivo de corrente para sistemas trifásicos de inversores compostos por pontes H em cascata.

Assim, neste trabalho de dissertação são apresentados e analisados diversos sistemas ativos ou híbridos de retificação trifásica. São apresentadas configurações básicas em *open-end* bidirecionais e unidirecionais, além de configurações de conversores trifásicos conectados em série por meio de transformadores de injeção, também bi e unidirecionais, e também retificadores ativos unidirecionais modulares por fase, compostos por pontes H conectadas em série. O cenário de aplicação previsto para essas topologias é a utilização em conversores AC-DC-AC, sobretudo em sistemas de geração eólica que utilizam máquinas a imã permanente. Assim, objetiva-se aumentar a diversidade de opções de conversores AC-DC multinível disponíveis na literatura que também permitem operação em altas potências.

1.3 Publicações

As seguintes publicações foram ou estão em curso de ser realizadas com base nas informações contidas neste trabalho:

- “Multilevel Reduced Controlled Switches AC-DC Power Conversion Cells”
Autores: João P. R. A. Mélo, Cursino B. Jacobina e Italo R. F. M. P. Silva.
Aceito em: IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2015 (ECCE 2015).
- “Dynamic Voltage Restorer Based on Three-Phase Inverters Cascaded Through an Open-End Winding Transformer”
Autores: Gregory A. A. Carlos, Euzeli C. Santos, Cursino B. Jacobina e João P. R. A. Mélo.
Publicado em: IEEE Transactions on Power Electronics, fev. de 2015.
- “AC/DC Converters with Open-End Grid for AC Machine Conversion Systems”
Autores: João P. R. A. Mélo, Cursino B. Jacobina, Gregory A. A. Carlos e Nady Rocha.
Publicado em: IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2014 (ECCE 2014).

2 Topologias básicas em open-end

2.1 Introdução

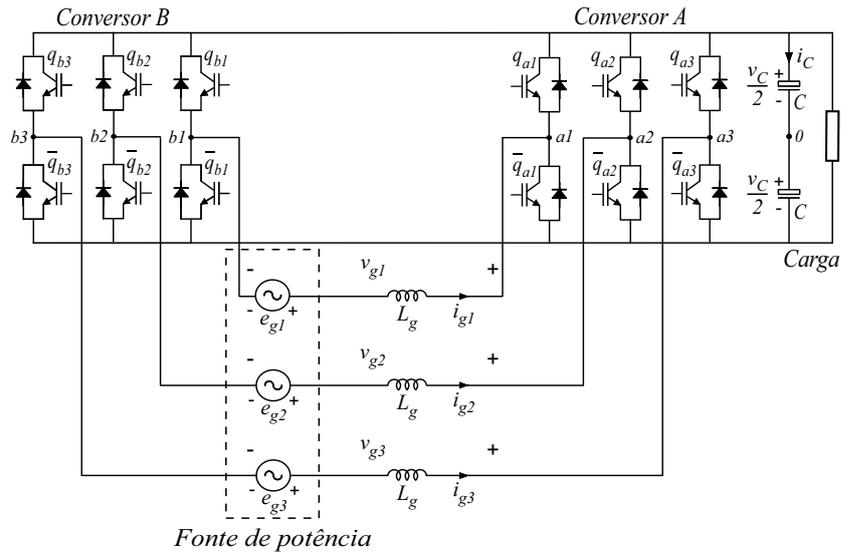
Este capítulo é dedicado ao grupo de topologias de retificadores trifásicos que possuem fontes AC configuradas em *open-end*, i.e., com o neutro em aberto. Ao todo são apresentadas e analisadas cinco topologias de conversores AC-DC. Especificamente, entende-se por fonte AC em *open-end* uma rede elétrica trifásica ligada aos conversores por meio de um transformador trifásico, cujo secundário encontra-se com o neutro em aberto, ou um gerador trifásico a imã permanente com acesso aos seis terminais do estator, de modo que ele possa ser conectado aos conversores com o neutro em aberto. Estas topologias são divididas em dois grupos, chamados daqui em diante de grupo OE1DC (*Open-End with 1 DC-link*) e OE2DC (*Open-End with 2 DC-links*). As topologias do grupo OE1DC são três e contêm apenas um barramento DC, como visto na Figura 2.1. Já as topologias do grupo OE2DC são duas e contêm dois barramentos DC, como observado na Figura 2.2.

Dentre as topologias apresentadas neste capítulo, a configuração OE1DC-2 foi proposta em [3] com abordagens de controle e PWM diferentes das propostas neste trabalho, enquanto a configuração OE2DC-2 é mencionada no mesmo artigo, mas não foi desenvolvida. Uma versão similar à topologia OE1DC-3 foi proposta em [4], mas com dois barramentos DC, de modo que neste caso o controle das tensões DC é realizado pelo lado da rede elétrica, que absorve potência, e não da fonte de potência (gerador). Assim, considerando que neste trabalho de dissertação é proposto que o controle das tensões DC de todos os retificadores seja feito pelo lado da fonte AC de potência, pode-se considerar como topologias propostas as configurações OE1DC-3, OE2DC-1 com $v_{Ca} = 2v_{Cb}$ e OE2DC-2, enquanto as configurações OE1DC-1 e OE2DC-1 com $v_{Ca} = v_{Cb}$ são consideradas topologias bidirecionais de base para comparação. A questão referente à relação de tensão entre v_{Ca} e v_{Cb} será explicada mais adiante neste trabalho.

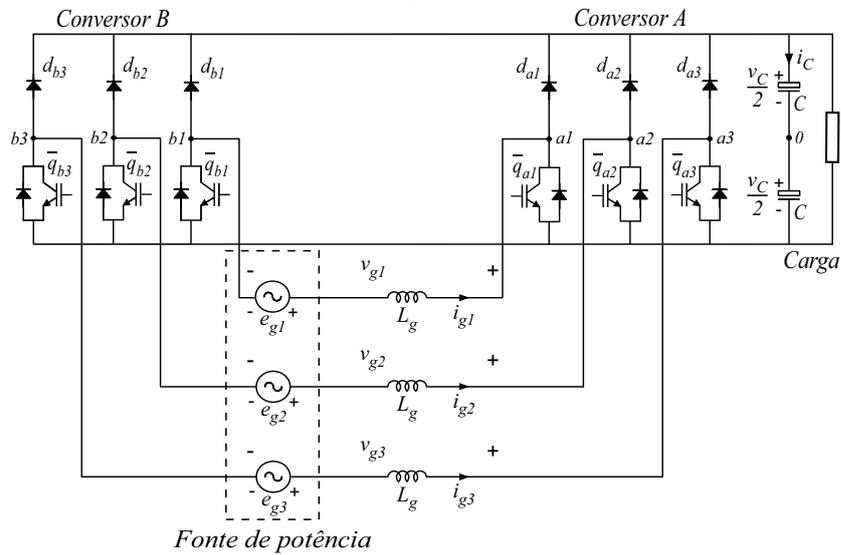
A configuração OE1DC-1 (Figura 2.1(a)) tem doze chaves controladas, i.e., transistores IGBT, sendo portanto bidirecional. Isto permite que ela possa ser empregada tanto em um sistema de retificação como também em um inversor, embora o foco de aplicação proposto seja o primeiro caso. Já as configurações OE1DC-2 e OE1DC-3 empregam seis chaves controladas e seis diodos de potência. A redução da quantidade de IGBTs torna estas topologias unidirecionais. A configuração OE1DC-2 emprega braços mistos, i.e., braços compostos por uma chave e um diodo, enquanto a configuração OE1DC-3 emprega braços completos, i.e., compostos por um par de chaves ou de diodos. Já as configurações OE2DC-1 (Figura 2.2(a)) e OE2DC-2 (Figura 2.2(b)) são as versões das topologias

OE1DC-1 e OE1DC-2 empregando dois barramentos DC, de modo que a primeira é bidirecional e a última é unidirecional com relação ao fluxo de potência.

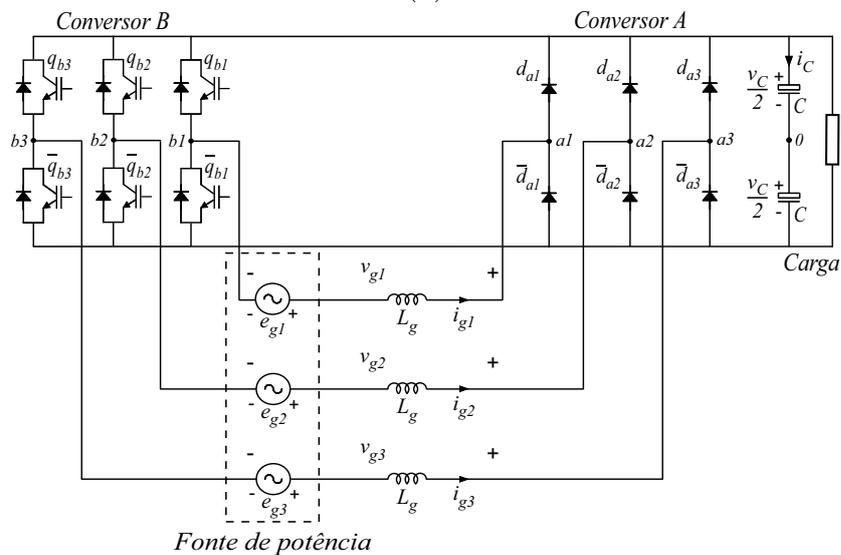
Todas as configurações mencionadas são analisadas neste capítulo, destacando as técnicas de PWM empregadas e as estratégias de controle utilizadas para regular as tensões dos *links* DC. Será feita também uma análise de desempenho de cada topologia com base no THD das correntes das fontes AC, no WTHD das tensões AC geradas pelos conversores e das perdas nos elementos semicondutores.



(a)



(b)



(c)

Figura 2.1 – Topologias do grupo de retificadores OE1DC, com um *link* DC.

(a) Configuração OE1DC-1. (b) Configuração OE1DC-2.

(c) Configuração OE1DC-3.

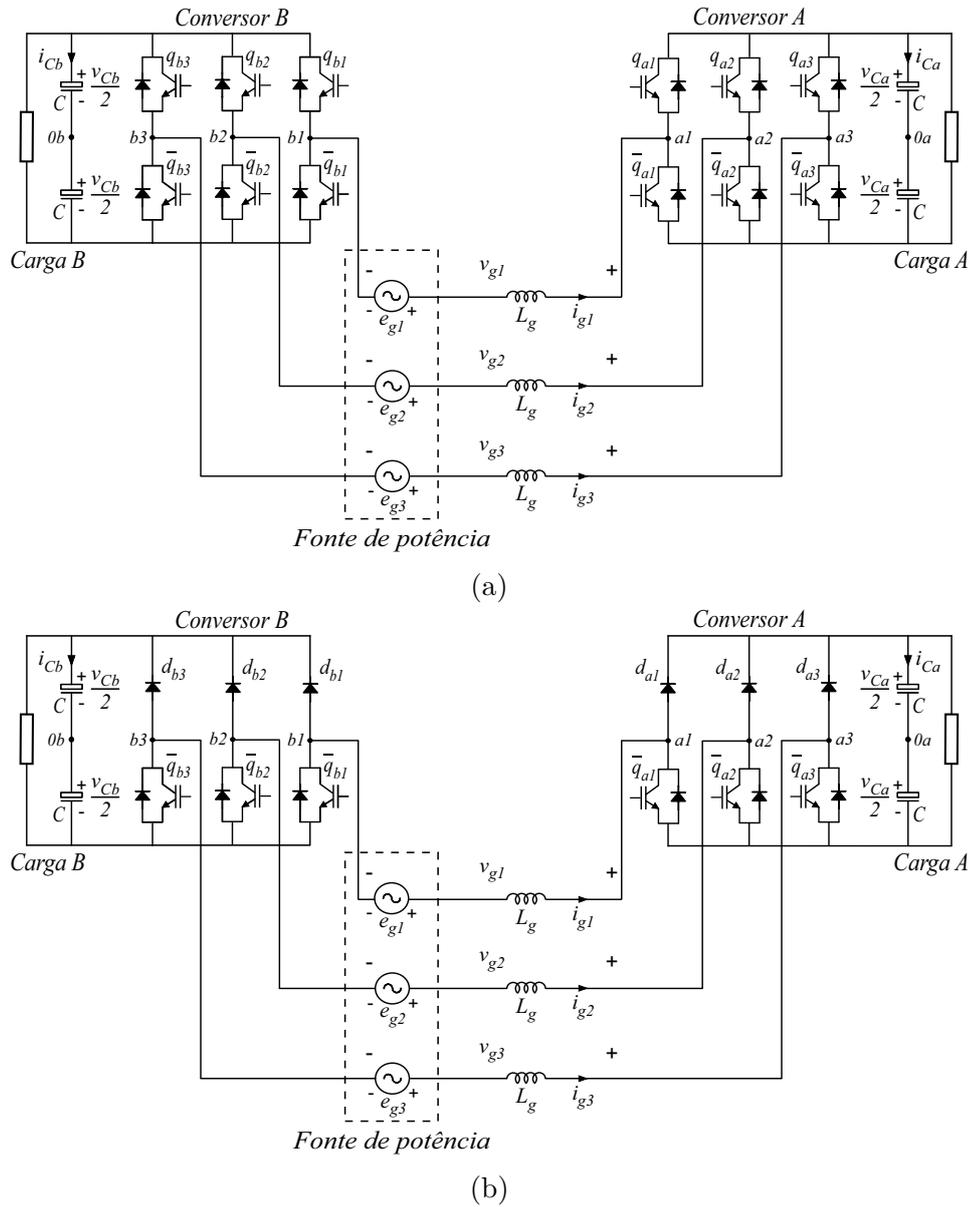


Figura 2.2 – Topologias do grupo de retificadores OE2DC, com dois links DC.
 (a) Configuração OE2DC-1. (b) Configuração OE2DC-2.

2.2 Modelo do Sistema

Os modelos das topologias apresentadas são desenvolvidos em conjunto, considerando algumas divergências entre cada grupo de configurações. A fonte AC é considerada ideal em qualquer caso, i.e., independentemente de se considerar um gerador à imã permanente ou uma rede elétrica trifásica, a fonte AC é vista como uma fonte de tensão trifásica ideal. Daqui em diante é considerado $j = \{1, 2, 3\}$, a menos que seja explicitado o contrário.

Para todas as configurações, a equação dinâmica (2.1) é válida. Já as tensões v_{grj} e v_{gj} são dadas respectivamente por (2.2) e (2.4) para o grupo OE1DC, e por (2.3) e (2.5) para o grupo OE2DC.

$$L_g \frac{di_{gj}}{dt} = e_{gj} - R_g i_{gj} - v_{gj} \quad (2.1)$$

$$v_{grj} = v_{aj0} - v_{bj0} \quad (2.2)$$

$$v_{grj} = v_{aj0a} - v_{bj0b} \quad (2.3)$$

$$v_{gj} = v_{grj} \quad (2.4)$$

$$v_{gj} = v_{grj} - v_{0b0a} \quad (2.5)$$

onde v_{aj0} e v_{bj0} são respectivamente as tensões de polo dos conversores A e B nas configurações do grupo OE1DC, e v_{aj0a} e v_{bj0b} são respectivamente as tensões de polo dos conversores A e B nas configurações do grupo OE2DC. As tensões v_{grj} são as tensões resultantes da diferença entre as tensões de polo do conversor A e B . Além disso, as tensões e_{gj} são as tensões da fonte AC, e as tensões v_{gj} são as tensões AC produzidas pelos conversores e aplicadas a cada fase da associação em série das fontes de tensão com os indutores de acoplamento. As correntes fornecidas pela fonte AC são denotadas por i_{gj} , já a indutância dos indutores de acoplamento é denotada por L_g , e suas resistências internas são representadas por R_g . A tensão v_{0b0a} é a tensão entre os pontos $0b$ e $0a$ nas topologias do grupo OE2DC, e é dada pela expressão (2.6), conforme segue,

$$v_{0b0a} = \frac{1}{3} \sum_{j=1}^3 (v_{aj0a} - v_{bj0b}). \quad (2.6)$$

Nas Figuras 2.3 e 2.4 são ilustrados respectivamente os circuitos equivalentes intermediários e finais de cada grupo de topologias, o que serve principalmente ao propósito de facilitar o entendimento do modelo construído. Enquanto a Figura 2.3 reflete mais fielmente a estrutura das topologias, a Figura 2.4 é mais útil ao entendimento das

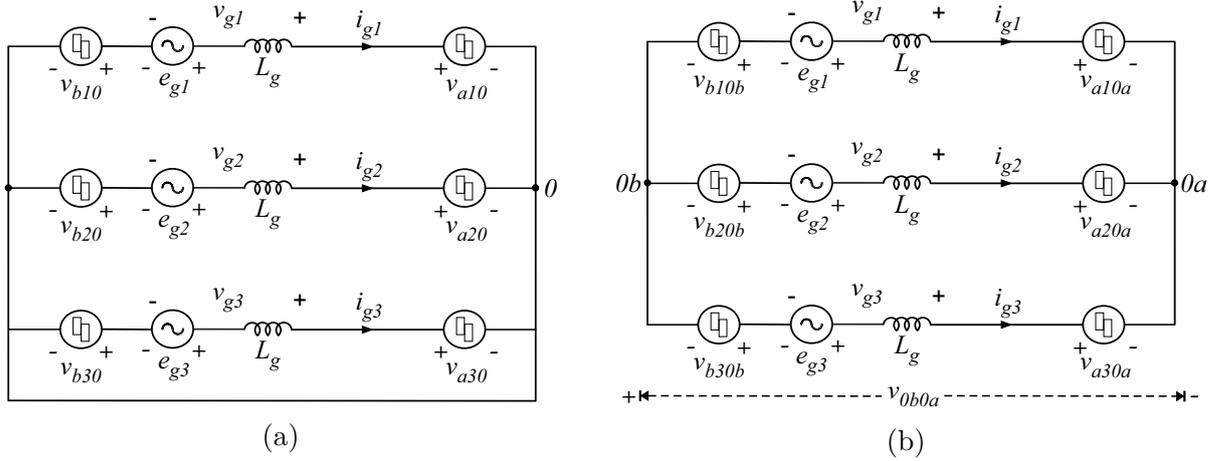


Figura 2.3 – Circuitos equivalentes intermediárias das topologias dos grupos OE1DC e OE2DC. (a) Circuito do grupo OE1DC. (b) Circuito do grupo OE2DC.

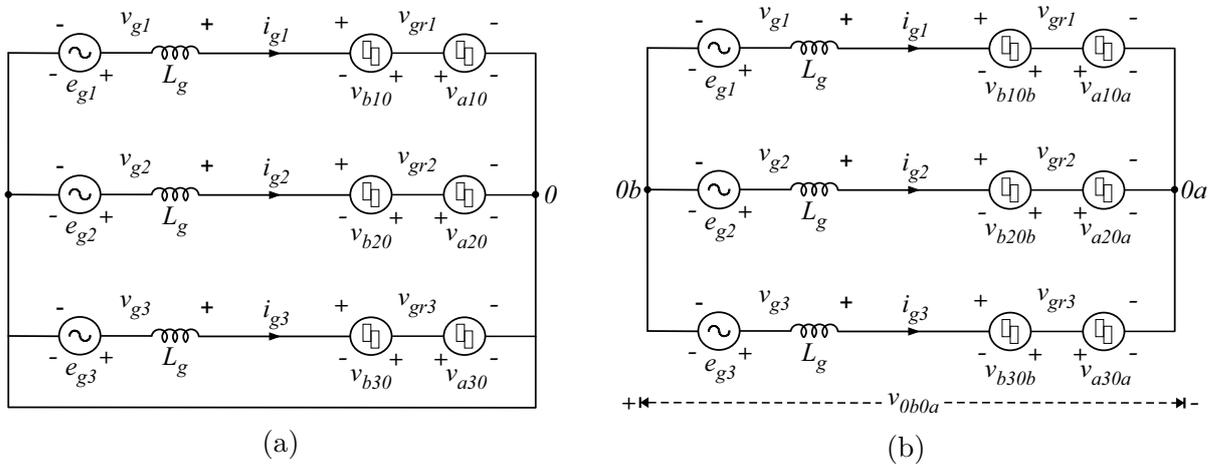


Figura 2.4 – Circuitos equivalentes finais das topologias dos grupos OE1DC e OE2DC. (a) Circuito do grupo OE1DC. (b) Circuito do grupo OE2DC.

equações. Em todos os casos, assume-se um sistema elétrico trifásico equilibrado, i.e., $e_{g1} + e_{g2} + e_{g3} = 0$ e $i_{g1} + i_{g2} + i_{g3} = 0$, o que ocorre de fato, tanto pela natureza dos circuitos como por imposição dos sistemas de controle, que serão discutidos mais adiante.

As tensões de polo v_{aj0} , v_{bj0} , v_{aj0a} e v_{bj0b} são dadas pelas equações de (2.7) a (2.8), considerando-se que q_{aj} , q_{bj} , d_{aj} e d_{bj} são variáveis binárias que determinam os estados de condução das chaves/diodos, indicados nas Figuras 2.1 e 2.2. Além disso, pela notação adotada, uma variável binária barrada é o complementar da variável original, e.g., $\bar{q}_{aj} = 1 - q_{aj}$. Nas topologias em que houverem diodos, deve-se considerar que $q_{aj} = d_{aj}$ e $q_{bj} = d_{bj}$.

$$v_{aj0} = \frac{v_C}{2}(2q_{aj} - 1), \quad v_{bj0} = \frac{v_C}{2}(2q_{bj} - 1) \quad (2.7)$$

$$v_{aj0a} = \frac{v_{Ca}}{2}(2q_{aj} - 1), \quad v_{bj0b} = \frac{v_{Cb}}{2}(2q_{bj} - 1). \quad (2.8)$$

2.3 Técnica PWM

O LSPWM (level-shifted PWM) é a técnica PWM de escolha para as topologias apresentadas neste capítulo, de modo que nesta seção a técnica é descrita detalhadamente para cada grupo. Daqui em diante, o sobrescrito “*” é utilizado para denotar variáveis de referência, e.g., v_{g1}^* é a referência associada à tensão v_{g1} . Além disso, a tensão v_{Cm} e a referência v_{Cm}^* são definidas para o grupo OE1DC conforme (2.9), enquanto que para o grupo OE2DC elas são definidas por (2.10).

- Para o grupo OE1DC:

$$v_{Cm} = v_C, \quad v_{Cm}^* = v_C^*. \quad (2.9)$$

- Para o grupo OE2DC:

$$v_{Cm} = \frac{v_{Ca} + v_{Cb}}{2}, \quad v_{Cm}^* = \frac{v_{Ca}^* + v_{Cb}^*}{2}. \quad (2.10)$$

A solução do LSPWM é feita em um primeiro momento de forma conjunta para as topologias do grupo OE1DC e OE2DC, considerando neste último caso que $v_{Ca} = v_{Cb}$. O caso $v_{Ca} = 2v_{Cb}$ nas configurações OE2DC também é um caso de interesse, embora não seja uma alternativa válida para todas as configurações do grupo, e é analisado separadamente.

2.3.1 LSPWM de 3 níveis para os grupos OE1DC e OE2DC

A técnica LSPWM baseia-se na utilização ótima das tensões v_{grj} , uma vez que as referências v_{grj}^* tenham sido calculadas. Assim, dependendo da relação definida entre as tensões v_{Ca} e v_{Cb} , os n_{lvl} níveis de tensão possíveis para v_{grj} devem ser utilizados de modo a minimizar a variação da tensão v_{grj} e gerar, dentro de um período T_Δ predefinido, um valor médio igual a v_{grj}^* .

Assim, analisando todos os valores possíveis para v_{grj} em função dos estados das chaves q_{aj} e q_{bj} (nas configurações OE1DC-2, OE1DC-3 e OE2DC-2 considera-se $q_{aj} = d_{aj}$ e $q_{bj} = d_{bj}$), chega-se aos diagramas mostrados na Figura 2.5. Estes diagramas são utilizados como base para resolver o chaveamento dos conversores segundo o LSPWM de cada caso, uma vez que se determine os valores das referências v_{grj}^* .

As referências v_{grj}^* são calculadas por meio da equação (2.11) para o grupo OE1DC e pela equação (2.12) para o grupo OE2DC. Então, uma vez que o grupo trifásico de referências desejadas v_{gj}^* seja definido, as tensões v_{grj}^* para o grupo OE1DC já ficam determinadas. No entanto, para o grupo OE2DC ainda é necessário determinar o valor de v_{0b0a}^* . Esta variável representa um grau de liberdade natural do sistema devido à existência da tensão de neutro entre os pontos $0b$ e $0a$, e pode assumir qualquer valor que mantenha

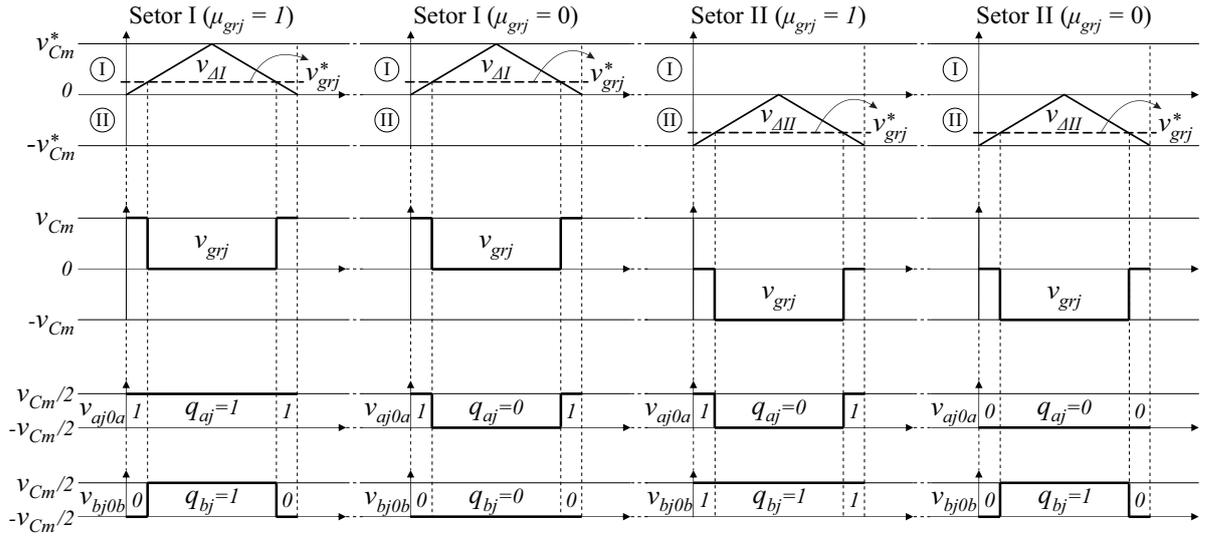


Figura 2.6 – Diagrama representativo do LSPWM de 3 níveis para a topologia *open-end*.

Deste modo, se n_{lvl} é a quantidade de níveis de tensão que v_{grj} pode assumir, a quantidade de portadoras deslocadas em nível requeridas pelo LSPWM é $n_{lvl} - 1$, e cada uma delas deve estar localizada entre 2 níveis adjacentes, com o valor mínimo igual ao menor nível e o valor máximo igual ao maior. Então, uma vez que a referência v_{grj}^* é comparada com a portadora apropriada, o chaveamento deve ser feito de modo a impor apenas os níveis de v_{grj} que limitam esta portadora, de modo que se v_{grj}^* for maior que a portadora, o maior nível deve ser aplicado, e se v_{grj}^* for menor que a portadora, o menor nível deve ser aplicado. Entende-se por portadora apropriada aquela cujos valores máximo e mínimo são, respectivamente, maior e menor que v_{grj}^* .

Na Figura 2.6 essa descrição é ilustrada considerando todos os casos para $n_{lvl} = 3$, sem levar em consideração as restrições impostas pelas configurações com diodos. Ela se refere às topologias do grupo OE2DC, mas é genérica uma vez que pode ser transportada para as topologias do grupo OE1DC se todos os subscritos $0a$ e $0b$ forem substituídos pelo subscrito 0 . A variável μ_{grj} evidenciada na Figura 2.6 representa um grau de liberdade existente apenas nas topologias OE1DC-1 e OE2DC-1, que será comentado mais adiante.

A Figura 2.6 também é importante pois permite introduzir e ilustrar o conceito de “setor” no LSPWM. Graficamente, um setor é a região situada entre dois níveis que a tensão v_{grj} pode assumir. Numericamente, são todos os valores reais entre estes mesmos dois níveis. A cada setor definido deve estar associada uma portadora deslocada em nível. Então, observando-se a Figura 2.6, percebe-se que para $n_{lvl} = 3$ são definidos dois setores, i.e., o setor I e o setor II, aos quais estão associados às portadoras $v_{\Delta I}$ e $v_{\Delta II}$ respectivamente. Então, de forma genérica, se uma referência v_{grj}^* está localizada dentro do setor X, ela deve ser comparada com a portadora $v_{\Delta X}$ de modo a definir a comutação entre os níveis de tensão adequados, conforme já descrito.

Segundo o que foi descrito e definido até então, o PWM para as configurações OE1DC-2, OE1DC-3 e OE2DC-2 já está resolvido. Isto porque, devido às restrições de condução impostas pelos diodos, e conforme mostrado nos diagramas da Figura 2.5, uma vez que se determine v_{grj}^* e os dois níveis de v_{grj} que devem ser aplicados, já se sabe quais estados de chaves devem ser utilizados em cada nível.

No entanto, para as configurações OE1DC-1 e OE2DC-1 existe uma redundância no nível $v_{grj} = 0$, que permite a aplicação tanto dos estados $q_{aj} = q_{bj} = 0$ como dos estados $q_{aj} = q_{bj} = 1$. Esta ambiguidade implica em três graus de liberdade que estas configurações possuem, sendo um relativo a cada fase. Se utilizados de forma adequada, estes graus de liberdade permitem regular a distribuição da potência processada pelos conversores A e B , ou a frequência média de chaveamento destes conversores.

Para a configuração OE2DC-1 estes graus de liberdade têm relevância por permitir a regulação da distribuição de potência entre os conversores, o que possibilita o controle das tensões em ambos os barramentos da topologia. Por exemplo, os estados $q_{aj} = q_{bj} = 1$ favorecem o carregamento de v_{Ca} e o descarregamento de v_{Cb} se $i_{gj} > 0$. Da mesma forma, os estados $q_{aj} = q_{bj} = 0$ favorecem o descarregamento v_{Ca} e o carregamento de v_{Cb} se $i_{gj} > 0$. A Tabela 2.1 resume essas relações, considerando o símbolo “+” para carregamento e o símbolo “-” para descarregamento das tensões DC.

Tabela 2.1 – Relação entre o estado das chaves q_{aj} e q_{bj} e o carregamento/d Descarregamento dos barramentos em função do sinal das correntes i_{gj} para $v_{grj} = 0$.

$(q_{aj}, q_{bj}) : i_{gj}$	v_{Ca}	v_{Cb}
$(1,1) : i_{gj} > 0$	+	-
$(1,1) : i_{gj} < 0$	-	+
$(0,0) : i_{gj} > 0$	-	+
$(0,0) : i_{gj} < 0$	+	-

Tendo em vista as relações mostradas na Tabela 2.1, para $v_{grj} = 0$ a escolha do estado de chaves na configuração OE2DC-1 tem um impacto importante na estratégia de controle, que será explorada na seção 2.4.

Já para a configuração OE1DC-1 estes graus de liberdade também são importantes porque permitem diminuir a frequência de chaveamento média de um dos conversores. Em uma determinada fase, durante um semiciclo na frequência síncrona do sistema elétrico, é possível bloquear um dos braços de um dos conversores em um estado fixo, o que reduz drasticamente a frequência daquele braço dentro de um ciclo completo, e conseqüentemente as perdas por chaveamento também são reduzidas, conforme será visto mais adiante na seção 2.5.

Tendo em vista estes aspectos, para auxiliar na escolha dos estados das chaves em $v_{grj} = 0$ nas topologias OE1DC-1 e OE2DC-1, são definidas três variáveis auxiliares μ_{grj} , tal que $\mu_{grj} = \{0, 1\}$. Então, os estados são definidos em função dos μ_{grj} segundo (2.17).

$v_{grj} = -v_{Cm}$	$v_{grj} = -v_{Cm}/3$	$v_{grj} = v_{Cm}/3$	$v_{grj} = v_{Cm}$	$v_{grj} = -v_{Cm}$	$v_{grj} = v_{Cm}/3$	$v_{grj} = v_{Cm}$
*	*	*	*	*	*	*
$q_{aj} = 0$	$q_{aj} = 1$	$q_{aj} = 0$	$q_{aj} = 1$	$q_{aj} = 0$	$q_{aj} = 0$	$q_{aj} = 1$
$q_{bj} = 1$	$q_{bj} = 1$	$q_{bj} = 0$	$q_{bj} = 0$	$q_{bj} = 1$	$q_{bj} = 0$	$q_{bj} = 0$
(a)				(b)		

Figura 2.7 – Níveis de tensão possíveis para v_{grj} em cada configuração e estados de chaves correspondentes, para $v_{Ca} = 2v_{Cb}$.

(a) Níveis para a configuração OE2DC-1. (b) Níveis para a configuração OE2DC-2.

Adicionalmente, pode-se introduzir uma quarta variável auxiliar μ_{gr} segundo (2.18), tal que $\mu_{gr} = \{0, 1\}$, para uniformizar o critério de escolha dos μ_{grj} em função do sinal das correntes i_{gj} .

- Para $v_{grj} = 0$:

$$(q_{aj}, q_{bj}) = \begin{cases} (1, 1), & \text{se } \mu_{grj} = 1 \\ (0, 0), & \text{se } \mu_{grj} = 0 \end{cases} \quad (2.17)$$

$$\mu_{grj} = \begin{cases} 1, & \text{se } (\mu_{gr} = 1 \text{ e } i_{gj} \geq 0) \text{ ou } (\mu_{gr} = 0 \text{ e } i_{gj} < 0) \\ 0, & \text{se } (\mu_{gr} = 1 \text{ e } i_{gj} < 0) \text{ ou } (\mu_{gr} = 0 \text{ e } i_{gj} \geq 0). \end{cases} \quad (2.18)$$

2.3.2 LSPWM de 4 níveis para o grupo OE2DC

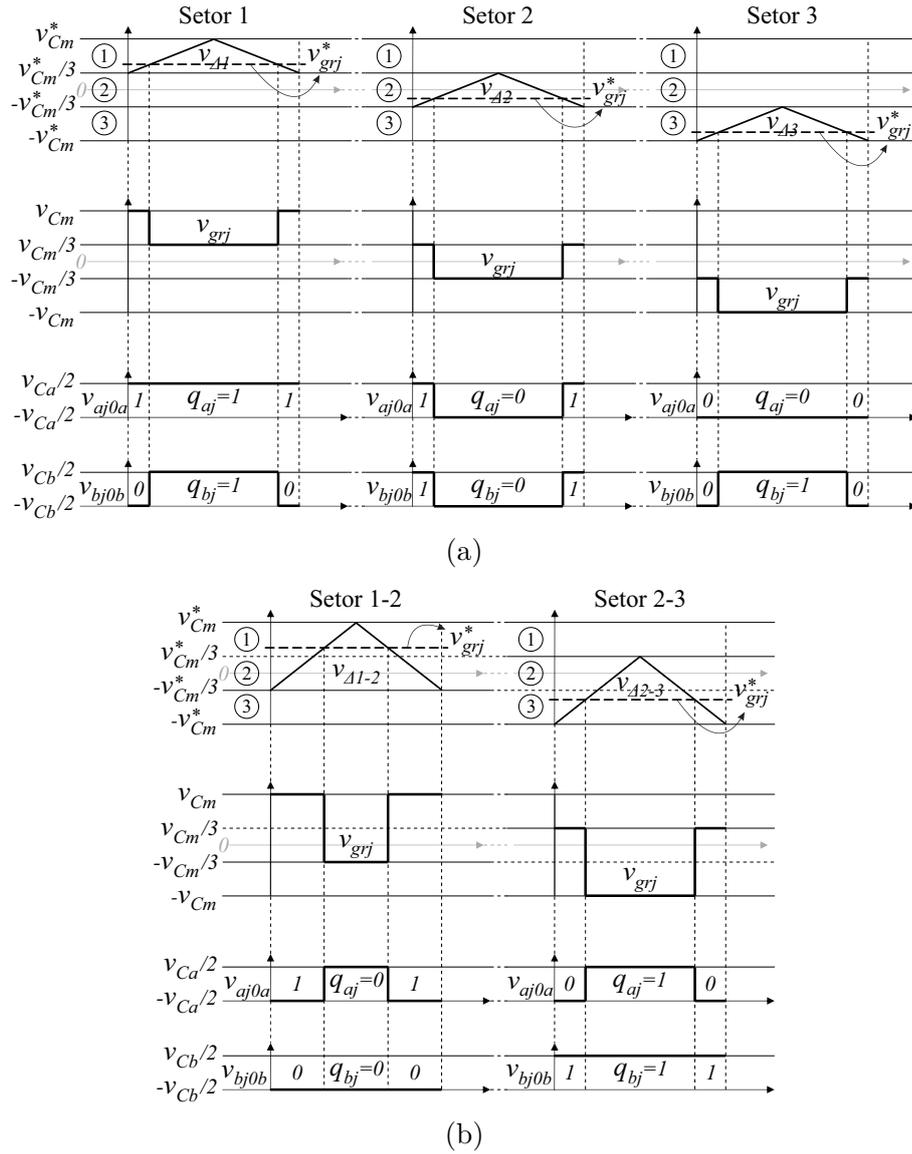
Neste caso, o procedimento para se desenvolver o LSPWM é o mesmo feito na subseção 2.3.1. Então, considerando $v_{Ca} = 2v_{Cb}$ e analisando todos os valores possíveis para v_{grj} em função dos estados das chaves q_{aj} e q_{bj} , chega-se aos diagramas mostrados na Figura 2.7. O diagrama da Figura 2.7(b) torna evidente que a topologia OE2DC-2 é inviável para $v_{Ca} = 2v_{Cb}$, uma vez que só existem 3 níveis e a distribuição deles é assimétrica. Já para a configuração OE2DC-1, observa-se pela Figura 2.7(a) que a tensão v_{grj} possui 4 níveis distintos e sem redundâncias de estados.

Os valores das referências v_{grj}^* são determinados exatamente da mesma forma como foi feito para o caso $v_{Ca} = v_{Cb}$, i.e., por meio das expressões (2.12) e (2.16).

Assim, analisando o diagrama da Figura 2.7(a), chega-se à expressão (2.19), que determina os níveis entre os quais a tensão v_{grj} deve chavear em função do setor em que a referência v_{grj}^* está localizada, buscando a otimização da utilização dos níveis de v_{grj} , i.e., garantindo que v_{grj} chaveie entre os dois níveis mais próximos de v_{grj}^* .

$$v_{grj} = \begin{cases} \{v_{Cm}, v_{Cm}/3\}, & \text{se } v_{Cm}^* \geq v_{grj}^* > v_{Cm}^*/3 \\ \{v_{Cm}/3, -v_{Cm}/3\}, & \text{se } v_{Cm}^*/3 \geq v_{grj}^* \geq -v_{Cm}^*/3 \\ \{-v_{Cm}/3, -v_{Cm}\}, & \text{se } -v_{Cm}^*/3 > v_{grj}^* \geq -v_{Cm}^*. \end{cases} \quad (2.19)$$

No entanto, é importante observar que o LSPWM de 4 níveis padrão não leva em consideração a ação de controle necessária para que o sistema de controle possa regu-


 Figura 2.8 – Diagrama representativo do LSPWM de 4 níveis para a topologia *open-end*.

(a) Diagrama do LSPWM de 4 níveis padrão, sem pular níveis.

 (b) Diagrama do $LSPWM_{B+}$ pulando níveis, para controlar o balanço de potência entre os conversores A e B.

lar adequadamente as tensões DC. Para isso, é necessário desenvolver uma variação do LSPWM padrão de 4 níveis, chamado de $LSPWM_{B+}$.

A representação gráfica do LSPWM de 4 níveis para a configuração OE2DC-1 é mostrada na Figura 2.8. Na Figura 2.8(a) é mostrado o esquema de LSPWM padrão, que obedece ao descrito pela expressão (2.19), enquanto na Figura 2.8(b) é mostrado o $LSPWM_{B+}$.

O propósito de definir $LSPWM_{B+}$ é fornecer ao sistema de controle uma ação de controle para regular a diferença entre as tensões v_{Ca} e v_{Cb} . Isto porque, considerando i_{gj} em fase com v_{gj} , utilizando apenas o LSPWM de 4 níveis padrão, a distribuição da potência processada pelos conversores A e B é fixa e tal que o carregamento da tensão

v_{Ca} é favorecida em detrimento de v_{Cb} . Por outro lado, ao se aplicar o LSPWM $_{B+}$, o carregamento da tensão v_{Cb} é favorecida em detrimento de v_{Ca} .

Por exemplo, considerando a Figura 2.8(a), no setor 1 tem-se sempre que $q_{aj} = 1$. Então, se $i_{gj} > 0$, o carregamento do barramento v_{Ca} é favorecido em detrimento do barramento v_{Cb} . Por outro lado, se for aplicado o LSPWM $_{B+}$, conforme mostrado na Figura 2.8(b), para $i_{gj} > 0$ o carregamento do barramento v_{Cb} seria favorecido no setor 1-2, uma vez que tem-se $q_{bj} = 0$, suprimindo o sistema de controle com uma ação de controle que de outra forma seria inexistente.

As Tabelas 2.2 e 2.3 resumem todos os casos de carga/descarga dos barramentos conforme o LSPWM aplicado, em função do sinal das correntes i_{gj} . Considera-se o sinal “+” para carga de um barramento em relação ao outro, enquanto que o sinal “-” é utilizado para descarga. É importante destacar que a simbologia adotada indica o barramento que será mais carregado relativamente ao outro, e.g., se “+” é utilizado para v_{Ca} e “-” para v_{Cb} , significa que v_{Ca} será mais carregado do que v_{Cb} , ou que v_{Cb} será mais descarregado do que v_{Ca} , e não necessariamente que v_{Ca} será carregado e v_{Cb} será descarregado. De forma complementar, o número 0 é utilizado quando a relação de carga e descarga na região é aproximadamente nula, i.e., nenhum barramento é favorecido ou desfavorecido significativamente.

Tabela 2.2 – Relação entre os setores do LSPWM de 4 níveis padrão e o carregamento/d Descarregamento relativo dos barramentos em função do sinal das correntes i_{gj} .

Setor : i_{gj}	v_{Ca}	v_{Cb}
1 : $i_{gj} > 0$	+	-
1 : $i_{gj} < 0$	-	+
2 : $i_{gj} > 0$	0	0
2 : $i_{gj} < 0$	0	0
3 : $i_{gj} > 0$	-	+
3 : $i_{gj} < 0$	+	-

Tabela 2.3 – Relação entre os setores do LSPWM $_{B+}$ e o carregamento/d Descarregamento relativo dos barramentos em função do sinal das correntes i_{gj} .

Setor : i_{gj}	v_{Ca}	v_{Cb}
1-2 : $i_{gj} > 0$	-	+
1-2 : $i_{gj} < 0$	+	-
2-3 : $i_{gj} > 0$	+	-
2-3 : $i_{gj} < 0$	-	+

Então, definindo a variável binária $load_{vCb}$, o sistema de PWM deve escolher entre o LSPWM de 4 níveis padrão ou a sua variação LSPWM $_{B+}$, de acordo com (2.20).

$$\text{LSPWM} = \begin{cases} \text{LSPWM de 4 níveis padrão, se } load_{vCb} = 0 \\ \text{LSPWM}_{B+}, \text{ se } load_{vCb} = 1. \end{cases} \quad (2.20)$$

2.4 Estratégia de Controle

Em todas as topologias, a principal função do sistema de controle é manter os barramentos DC controlados, i.e., regular suas tensões para que elas permaneçam num valor fixo em regime permanente, mesmo após uma mudança de carga. Portanto, sob a ação do sistema de controle, em regime permanente deve-se ter $v_{Cm} = v_{Cm}^*$ para todas as configurações, e $v_{Ca} = v_{Ca}^*$ e $v_{Cb} = v_{Cb}^*$ para as configurações do grupo OE2DC.

Os diagramas de controle genéricos para cada grupo de topologias são apresentados na Figura 2.9. Em ambos os casos o controle é executado em cascata, sendo a malha externa correspondente ao controle da tensão v_{Cm} e a malha interna referente ao controle das correntes i_{gj} . No grupo OE2DC existe ainda uma malha adicional referente ao controle da diferença entre as tensões v_{Ca} e v_{Cb} , de modo a garantir que $v_{Ca} = v_{Cb}$ ou que $v_{Ca} = 2v_{Cb}$, este último caso apenas para a configuração OE2DC-1.

A descrição que segue é geral, portanto válida para todas as configurações a menos que seja explicitado o contrário. O controlador R_{Cm} é um controlador PI, e seu sinal de entrada é o erro $v_{Cm}^* - v_{Cm}$. Ele produz como saída o sinal I_g^* , que é a amplitude das correntes de referência i_{gj}^* . O bloco PLL representa um PLL de potência monofásico, cujo modelo é descrito em [48], e nele é feita a sincronização das correntes de referência com as devidas tensões. Para as topologias OE1DC-1 e OE2DC-1 essas tensões são e_{gj} , garantindo assim uma otimização do fator de potência do sistema. Já para as demais configurações essas tensões devem ser v_{gj} , garantindo o funcionamento adequado dos conversores e minimizando a distorção harmônica introduzida nas correntes pela atuação dos diodos.

Para as configurações do grupo OE2DC, o bloco R_{i12} representa dois controladores PI ressonantes, e seus modelos são descritos em [49]. Apenas dois controladores são necessários para controlar as correntes i_{gj} . Isto porque, uma vez que o sistema é equilibrado, i_{g3} é controlada por consequência, dado que $i_{g3} = -(i_{g1} + i_{g2})$. Então, os controladores R_{i12} recebem como entrada os sinais de erro $i_{g1}^* - i_{g1}$ e $i_{g2}^* - i_{g2}$ e fornecem como saída os sinais de referência v_{gj} , i.e., v_{g1}^* e v_{g2}^* são gerados diretamente e v_{g3}^* é gerado indiretamente pela relação $v_{g3}^* = -(v_{g1}^* + v_{g2}^*)$. Já para o grupo de configurações OE1DC, não há garantia de que $i_{g1} + i_{g2} + i_{g3} = 0$ simplesmente pela topologia do sistema, então são necessários três controladores PI ressonantes, um para cada fase, representados pelo controlador R_{i123} . Assim, o sistema de controle impõe a condição de equilíbrio $i_{g1} + i_{g2} + i_{g3} = 0$.

Para o grupo OE1DC os sinais de chaveamento q_{aj} e q_{bj} já podem ser definidos a partir do descrito na seção 2.3, uma vez que se tenham v_{gj}^* definidos pelo sistema de controle e que na configuração OE1DC-1 seja fixado um valor de μ_{gr} conveniente, e.g., $\mu_{gr} = 1$ para reduzir a frequência de chaveamento média no conversor A . Já para o grupo OE2DC, o PWM ainda reque que o sistema de controle defina as variáveis auxiliares μ_{gr} e μ_{0b0a} para $v_{Ca}^* = v_{Cb}^*$, ou $load_{vCb}$ e μ_{0b0a} para $v_{Ca}^* = 2v_{Cb}^*$.

Para a configuração OE2DC-1, o bloco *Hyst* (ver Figura 2.9(b)) representa um controlador por histerese e utiliza os mecanismos disponíveis sob cada condição de barramento ($v_{Ca} = v_{Cb}$ ou $v_{Ca} = 2v_{Cb}$) para controlar a diferença entre as tensões v_{Ca} e v_{Cb} , o que inclui a definição da variável auxiliar μ_{gr} , quando o LSPWM de 3 níveis é utilizado, ou da variável $load_{vCb}$, quando o LSPWM de 4 níveis é utilizado. Já para a configuração OE2DC-2, a definição de μ_{0b0a} é feita pelo controlador PI R_{Cab} , mediante o sinal de erro $v_{Cb} - v_{Ca}$ (ver Figura 2.9(c)).

Então, sabendo que na configuração OE2DC-1 a variável μ_{0b0a} não deve exercer influência na distribuição de potência entre os conversores, ela é fixada em $\mu_{0b0a} = 0,5$, de modo a manter a simetria entre o semiciclo positivo e negativo de v_{grj}^* . Então, para $v_{Ca}^* = v_{Cb}^*$, a regulação da diferença entre as tensões v_{Ca} e v_{Cb} é feita definindo μ_{gr} como ação de controle. Já para $v_{Ca}^* = 2v_{Cb}^*$, não existe μ_{gr} e a ação de controle é realizada alternando-se entre o LSPWM de 4 níveis padrão e o LSPWM $_{B+}$, conforme definidos na Seção 2.3.

Na configuração OE2DC-2, realizada apenas na condição $v_{Ca}^* = v_{Cb}^*$, é a variável μ_{0b0a} que exerce a função de ação de controle, uma vez que não existe mais grau de liberdade na escolha de μ_{gr} . Conforme mostrado na subseção 2.4.1, é possível demonstrar que μ_{0b0a} pode ser usada para este fim nesta topologia. É importante destacar que na configuração OE2DC-1, com $v_{Ca} = v_{Cb}$, também é possível utilizar a variável μ_{0b0a} para fazer a regulação dos barramentos se as variáveis auxiliares μ_{grj} forem utilizados para emular a condição de chaveamento da configuração OE2DC-2, i.e., se for fixado $\mu_{grj} = 0$ sempre. No entanto, a estratégia de controle por meio de seleção de redundância é empregada para demonstrar a eficácia das duas técnicas.

Assim, com o objetivo de unificar as ações de controle do bloco *Hyst* para $v_{Ca} = v_{Cb}$ e $v_{Ca} = 2v_{Cb}$ na configuração OE2DC-1, a variável binária $load_{vCb}$ é usada em ambos os casos. Então, a lei de controle do controlador *Hyst* é definida por (2.21) se $v_{Ca}^* = v_{Cb}^*$, ou por (2.22) se $v_{Ca}^* = 2v_{Cb}^*$. Para $v_{Ca}^* = v_{Cb}^*$, deve-se considerar ainda (2.23).

A variável Δ_{vCb} deve ser tal que $0 < \Delta_{vCb} < 1$ e define o intervalo de histerese do controlador *Hyst*. Então, quanto mais próximo de 0 for Δ_{vCb} , menor será a variação das tensões dos barramentos em torno das referências (até um certo limite). No entanto, a frequência de chaveamento média dos conversores também tende a crescer à medida que a frequência da histerese também aumenta, de modo que o critério de escolha de Δ_{vCb} deve ser baseado nesses fatores.

$$load_{vCb} = \begin{cases} 1, & \text{se } v_{Cb} > (1 + \Delta_{vCb})v_{Ca} \\ 0, & \text{se } v_{Cb} < (1 - \Delta_{vCb})v_{Ca} \\ load_{vCb}, & \text{se } (1 - \Delta_{vCb})v_{Ca} \leq v_{Cb} \leq (1 + \Delta_{vCb})v_{Ca} \end{cases} \quad (2.21)$$

$$load_{vCb} = \begin{cases} 1, & \text{se } v_{Cb} > (1 + \Delta_{vCb})v_{Ca}/2 \\ 0, & \text{se } v_{Cb} < (1 - \Delta_{vCb})v_{Ca}/2 \\ load_{vCb}, & \text{se } (1 - \Delta_{vCb})v_{Ca}/2 \leq v_{Cb} \leq (1 + \Delta_{vCab})v_{Ca}/2 \end{cases} \quad (2.22)$$

$$\mu_{gr} = 1 - load_{vCb}. \quad (2.23)$$

2.4.1 Influência da tensão v_{0b0a} na distribuição de potência entre os conversores da configuração OE2DC-2

As potências absorvidas a partir da fonte AC pelos conversores A e B são definidas como P_A e P_B , respectivamente. Assim, elas são dadas por (2.24) e (2.25).

$$P_A = v_{a10a}i_{g1} + v_{a20a}i_{g2} + v_{a30a}i_{g3} \quad (2.24)$$

$$P_B = -(v_{b10b}i_{g1} + v_{b20b}i_{g2} + v_{b30b}i_{g3}). \quad (2.25)$$

Considerando que P_{AB} é a potência total absorvida pelos dois conversores, tem-se

$$\begin{aligned} P_{AB} = P_A + P_B &= (v_{a10a} - v_{b10b})i_{g1} + (v_{a20a} - v_{b20b})i_{g2} + (v_{a30a} - v_{b30b})i_{g3} \quad \cdot \cdot \\ P_{AB} &= v_{gr1}i_{g1} + v_{gr2}i_{g2} + v_{gr3}i_{g3}. \end{aligned} \quad (2.26)$$

Deste modo, as potências P_A e P_B podem ser reescritas segundo (2.27) e (2.28), respectivamente.

$$P_A = \frac{P_{AB}}{2} + P_{\Delta AB} \quad (2.27)$$

$$P_B = \frac{P_{AB}}{2} - P_{\Delta AB} \quad (2.28)$$

onde $P_{\Delta AB}$ é a diferença entre as potências absorvidas pelos conversores A e B . Então, deseja-se mostrar que $P_{\Delta AB}$ depende de μ_{0b0a} para a topologia OE2DC-2.

Como é conhecido que $v_{grj} = v_{aj0a} - v_{bj0b}$, as tensões de polo v_{aj0a} e v_{bj0b} podem ser escritas em função de v_{grj} segundo (2.29) e (2.30), respectivamente.

$$v_{aj0a} = \frac{v_{grj}}{2} + v_{xj} \quad (2.29)$$

$$v_{bj0b} = -\frac{v_{grj}}{2} + v_{xj}. \quad (2.30)$$

De modo que

$$v_{aj0a} + v_{bj0b} = 2v_{xj} \quad (2.31)$$

onde a tensão auxiliar v_{xj} pode ser interpretada como a média entre as tensões de polo da fase j .

Assim, tem-se

$$\begin{aligned} P_A - P_B &= 2P_{\Delta AB} = (v_{a10a} + v_{b10b})i_{g1} + (v_{a20a} + v_{b20b})i_{g2} + (v_{a30a} + v_{b30b})i_{g3} \cdot \\ 2P_{\Delta AB} &= 2v_{x1}i_{g1} + 2v_{x2}i_{g2} + 2v_{x3}i_{g3} \cdot \\ P_{\Delta AB} &= v_{x1}i_{g1} + v_{x2}i_{g2} + v_{x3}i_{g3}. \end{aligned} \quad (2.32)$$

A potência $P_{\Delta AB}$ pode ser convenientemente dividida em três parcelas $P_{\Delta ABj}$, definidas segundo (2.33). Assim, demonstrar que $P_{\Delta ABj}$ é função de μ_{0b0a} na topologia OE2DC-2 é equivalente a demonstrar o mesmo com relação a $P_{\Delta AB}$.

$$P_{\Delta ABj} = v_{xj}i_{gj}. \quad (2.33)$$

Então, consideremos dois casos com relação à corrente i_{gj} , o primeiro no qual $i_{gj} \geq 0$ e o segundo no qual $i_{gj} < 0$.

- Se $i_{gj} \geq 0$, então $v_{bj0b} = -v_{Cb}/2$, de modo que a partir de (2.30) e sabendo que $v_{grj} = v_{gj} + v_{0b0a}$, tem-se:

$$\begin{aligned} v_{xj} &= -\frac{v_{Cb}}{2} + \frac{v_{grj}}{2} \cdot \\ v_{xj} &= -\frac{v_{Cb}}{2} + \frac{v_{gj}}{2} + \frac{v_{0b0a}}{2}. \end{aligned} \quad (2.34)$$

Neste caso, admitindo que v_{gj} está em fase com i_{gj} , portanto $v_{gj} \geq 0$, a potência $P_{\Delta ABj}$ é dada por (2.35).

$$P_{\Delta ABj} = -\left|\frac{v_{Cb}}{2}i_{gj}\right| + \left|\frac{v_{gj}}{2}i_{gj}\right| + \frac{v_{0b0a}}{2}|i_{gj}|. \quad (2.35)$$

- Se $i_{gj} < 0$, então $v_{aj0a} = -v_{Ca}/2$, de modo que a partir de (2.29), tem-se:

$$\begin{aligned} v_{xj} &= -\frac{v_{Ca}}{2} - \frac{v_{grj}}{2} \cdot \\ v_{xj} &= -\frac{v_{Ca}}{2} - \frac{v_{gj}}{2} - \frac{v_{0b0a}}{2}. \end{aligned} \quad (2.36)$$

Neste caso, com $v_{gj} < 0$, a potência $P_{\Delta ABj}$ é dada por (2.37).

$$P_{\Delta ABj} = \left|\frac{v_{Ca}}{2}i_{gj}\right| - \left|\frac{v_{gj}}{2}i_{gj}\right| + \frac{v_{0b0a}}{2}|i_{gj}|. \quad (2.37)$$

Percebe-se que o termo $v_{0b0a}|i_{gj}|/2$ da potência $P_{\Delta ABj}$ não muda em função do sinal da corrente i_{gj} . Deste modo, considerando que a variável μ_{0b0a} ajusta o valor de v_{0b0a} entre seus valores máximo e mínimo, quão maior μ_{0b0a} for, maior será a tensão v_{0b0a} e também a potência $P_{\Delta ABj}$, consequentemente. O caso complementar também é verdade, de modo que a variável μ_{0b0a} fica assim validada como uma ação de controle para regular a diferença entre as tensões dos barramentos v_{Ca} e v_{Cb} .

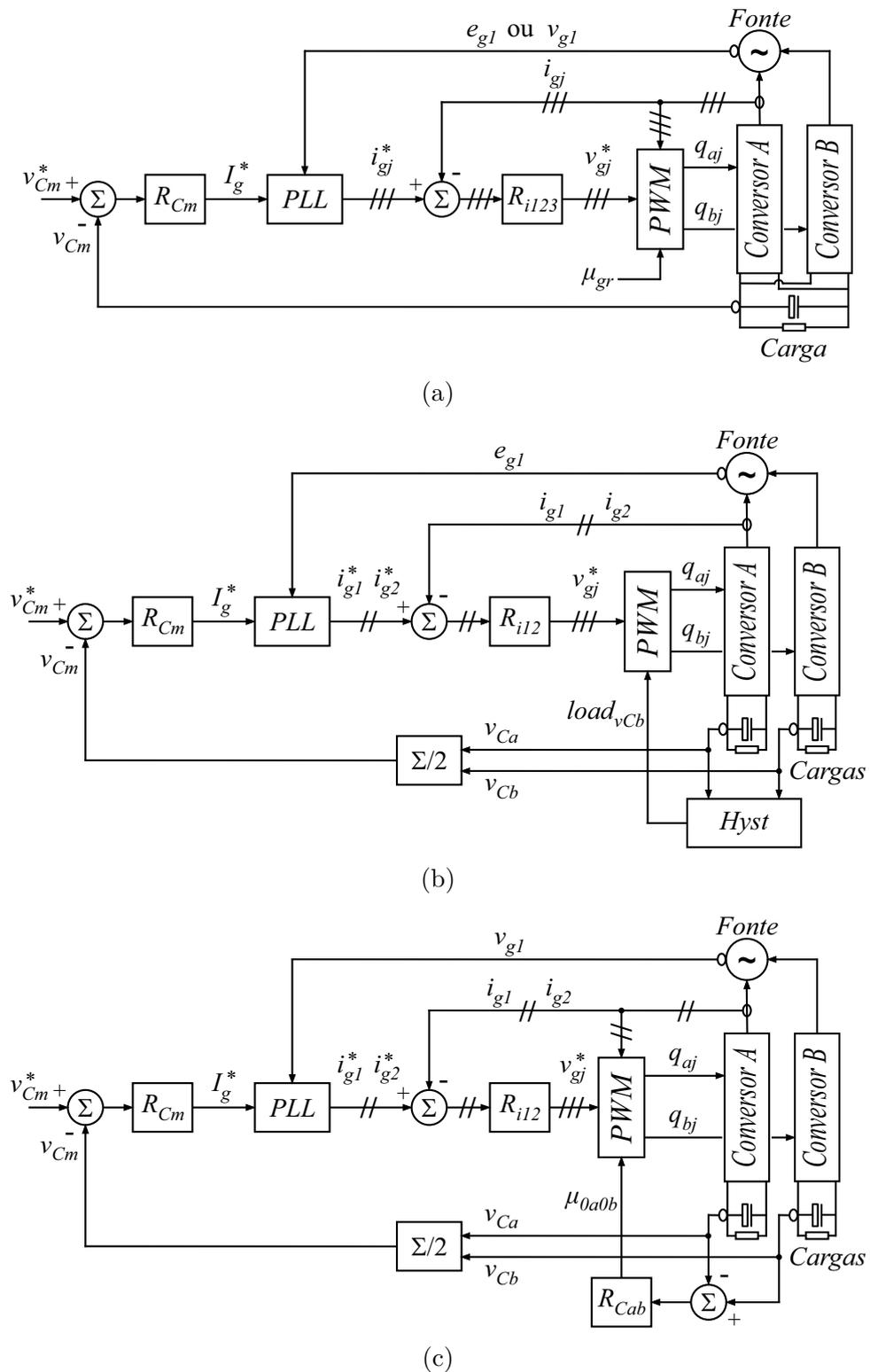


Figura 2.9 – Diagramas de controle genéricos para as configurações dos grupos OE1DC e OE2DC.

- (a) Diagrama de controle para as configurações do grupo OE1DC.
- (b) Diagrama de controle para a configuração OE2DC-1.
- (c) Diagrama de controle para a configuração OE2DC-2.

2.5 Resultados de Simulação

Em todos os casos abordados neste trabalho de dissertação, as simulações foram feitas utilizando como programa base o *software* PSIM[®], no qual os sistemas de controle e de PWM foram implementados por meio de blocos DLL, cujas rotinas foram programadas em linguagem C utilizando o *software* Dev-C++[®]. A partir dos dados salvos, o processamento da informação para cálculo de THD, WTHD e plotagem dos gráficos foi feito utilizando o *software* MATLAB[®]. Assim, as simulações para as topologias deste capítulo foram feitas considerando os seguintes parâmetros:

- Passo de cálculo: $h = 100$ ns
- Passo de cálculo do sistema de controle: $h_{disc} = 50$ μ s
- Frequência das portadoras deslocadas em nível: $f_{\Delta} = 10$ kHz
- Tensão de base RMS por fase: $V_N = 110$ V
- Potência total trifásica de base: $P_N = 1,8$ kW
- Frequência elétrica da fonte AC: $f_g = 60$ Hz
- Amplitude das tensões e_{gj} : $E_g = 1$ p.u.
- Potência total trifásica da(s) carga(s): $P_{load} = 1$ p.u.
- Reatância dos indutores de acoplamento: $X_g^{pu} = 0,131$ p.u. ($L_g = 7$ mH)
- Resistência interna dos indutores de acoplamento: $R_g^{pu} = 0,005$ p.u. ($R_g = 0,1$ Ω)
- Capacitância dos barramentos DC: $C = 9400$ μ F
- Tensão de referência do barramento do grupo OE1DC: $v_C^* = 170$ V
- Tensões de referência dos barramentos do grupo OE2DC:
 - Para $v_{Ca} = v_{Cb}$: $v_{Ca}^* = v_{Cb}^* = 150$ V
 - Para $v_{Ca} = 2v_{Cb}$: $v_{Ca}^* = 200$ V, $v_{Cb}^* = 100$ V
- $\Delta_{vCb} = 0,01$
- Índice de modulação geral: 0,88

Nas Figuras de 2.10 a 2.12, localizadas no final desta seção, são ilustrados os resultados de simulação para as topologias dos grupos OE1DC e OE2DC. Na Figura 2.10, as correntes i_{gj} são mostradas em regime permanente. Visualmente pode-se perceber que as correntes do grupo OE2DC têm um *ripple* menor do que as correntes do grupo OE1DC, o que pode ser justificado observando-se a Figura 2.11.

Isto é, uma vez que as configurações do grupo OE2DC têm 2 barramentos DC, elas permitem explorar a tensão v_{0b0a} para gerar mais níveis de tensão em v_{gj} , mesmo que as respectivas tensões v_{grj} tenham a mesma quantidade de níveis, como é o caso das configurações do grupo OE2DC para $v_{Ca} = v_{Cb}$. Então, como a variação de v_{gj} em torno das referências senoidais v_{gj}^* é menor no grupo OE2DC, e ainda menor para a configuração OE2DC-1 com $v_{Ca} = 2v_{Cb}$, as formas de onda das tensões v_{gj} acabam sendo mais próximas de senoides, implicando na redução do *ripple* das correntes i_{gj} . Isto pode ser avaliado de forma quantitativa pelo THD médio das correntes i_{gj} e pelo WTHD médio das tensões v_{gj} , conforme mostrado na Tabela 2.4. Percebe-se que à medida que a forma de onda da tensão v_{g1} aproxima-se de um perfil sinusoidal, o WTHD das tensões v_{gj} diminui e o THD das correntes i_{gj} também diminui.

No caso particular da configuração OE2DC-1 com $v_{Ca} = 2v_{Cb}$, um destaque deve ser feito. Observando a Figura 2.11(f), percebe-se que em alguns trechos a forma de onda apresenta algumas distorções, i.e., comuta entre níveis mais distantes da referência, como pode-se perceber que ocorre em torno de 1,97 s, por exemplo. Isto se deve à estratégia de controle adotada, que alterna entre o LSPWM de 4 níveis padrão e o LSPWM $_{B+}$, de acordo com o comando dado pelo controlador por histerese.

O LSPWM $_{B+}$ é utilizado nos trechos em que as distorções ocorrem, enquanto que o LSPWM de 4 níveis padrão é aplicado nos trechos em que o chaveamento é feito entre níveis mais próximos da referência. Assim, percebe-se que a utilização do LSPWM $_{B+}$ tem por consequência a degradação da qualidade das formas de onda geradas para as tensões v_{gj} , o que causa uma degradação tanto no WTHD destas tensões, como no THD das correntes i_{gj} . Mesmo assim, comparando-se os valores mostrados na Tabela 2.4, percebe-se que os valores de THD e de WTHD para a configuração OE2DC-1 com $v_{Ca} = 2v_{Cb}$ são menores do que em todos os outros casos.

Analisando mais detalhadamente a Tabela 2.4, pode-se observar que, em termos de THD e WTHD, de modo geral as configurações que apresentam melhor desempenho são as configurações do grupo OE2DC, especialmente a configuração OE2DC-1 com $v_{Ca} = 2v_{Cb}$. Além disso, dentro do grupo OE1DC a diferença de desempenho entre as configurações OE1DC-1 e OE1DC-2 é desprezível. Apenas a configuração EO1DC-3 apresenta um THD e WTHD maior do que as outras do mesmo grupo. Mesmo assim, esta diferença pode ser considerada desprezível. Da mesma forma ocorre no grupo OE2DC com $v_{Ca} = v_{Cb}$, a diferença de THD e de WTHD entre as configurações OE2DC-1 e OE2DC-2 é mínima.

Na Figura 2.12 são mostradas as tensões nos barramentos DC de todas as configurações durante um transitório de carga em que a potência solicitada é aumentada em degrau de $0,833p.u.$ para $1p.u.$. Em todos os casos nota-se que as tensões são devidamente controladas. Em regime permanente, pode-se observar que de modo geral as configurações do grupo OE1DC proporcionam um *ripple* menor do que as configurações do grupo

Tabela 2.4 – THDs médios das correntes i_{gj} e WTHDs médios das tensões v_{gj} em cada configuração.

	OE1DC			OE2DC		
				$v_{Ca} = v_{Cb}$		$v_{Ca} = 2v_{Cb}$
	1	2	3	1	2	1
i_{gj} THD	2,32%	2,32%	2,39%	0,79%	0,79%	0,62%
v_{gj} WTHD	0,321%	0,323%	0,331%	0,107%	0,107%	0,084%

OE2DC. Dentro do grupo OE1DC, as configurações OE1DC-1 e OE1DC-2 apresentam desempenho idêntico neste aspecto, enquanto a configuração OE1DC-3 apresenta um desempenho um pouco pior, i.e., apresenta um *ripple* quase duas vezes maior do que as outras configurações do grupo. Já dentro do grupo OE2DC, o menor *ripple* é observado na configuração OE2DC-2. Isto se deve principalmente ao fato de que, enquanto na configuração OE2DC-1 o controle da diferença das tensões v_{Ca} e v_{Cb} é feito por histerese, na configuração OE2DC-2 ele é feito por um controlador PI, utilizando uma variável contínua (μ_{0b0a}) como ação de controle. Isto permite uma variação mais suave das tensões v_{Ca} e v_{Cb} em torno das respectivas referências, proporcionando um *ripple* menor. Na Tabela 2.4 pode-se observar que, para $v_{Ca} = v_{Cb}$, embora o THD e o WTHD das configurações OE2DC-1 e OE2DC-2 sejam bastante próximos, os valores da segunda configuração são menores do que os da primeira, o que é consequência do *ripple* menor em v_{Ca} e v_{Cb} . Já configuração OE2DC-1 com $v_{Ca} = 2v_{Cb}$ apresenta um desempenho intermediário em termos de *ripple* em relação a v_{Ca} , e o pior desempenho em relação a v_{Cb} , o que se deve principalmente à estratégia de controle, que alterna entre o LSPWM de 4 níveis padrão e o LSPWM_{B+}.

Durante o transitório de carga, com relação ao afundamento das tensões dos barramentos, se observa um desempenho bastante similar entre todas as configurações, i.e., todas apresentam um afundamento de aproximadamente 5%, com diferenças mínimas.

Na Tabela 2.5 são mostradas informações provenientes da análise de perdas de todas as configurações. Nela estão contidas informações de perdas por condução, por chaveamento, e totais em cada conversor de cada topologia. A Tabela é rica em informações, e apenas alguns aspectos considerados mais relevantes serão analisado. Em todos os casos explorados neste trabalho, as perdas nos semicondutores foram calculadas utilizando os módulos térmicos disponibilizados pelo *software* PSIM[®], que fornecem as perdas por condução e por chaveamento de cada elemento. Então, os valores fornecidos foram somados para compor cada dado apresentado nas tabelas.

Em termos de perdas, as configurações se diferenciam principalmente devido às perdas por chaveamento, uma vez que todas as topologias apresentam praticamente o mesmo valor de perdas por condução. Isto é esperado, uma vez que independentemente da topologia, todas as configurações possuem a mesma quantidade de braços, que por sua

vez sempre possuem dois elementos que conduzem de forma complementar. Além disso, a mesma corrente que passa por uma fase do conversor A também passa pela mesma fase do conversor B .

Observando as perdas por chaveamento de cada topologia, percebe-se que todas apresentam valores próximos, mas em geral as topologias do grupo EO2DC geram perdas menores. Isto porque, devido à existência da tensão v_{0b0a} neste grupo, é possível gerar a tensão v_{gj} com uma tensão de barramento média menor e ainda assim preservar o índice de modulação, garantindo uma comparação justa. Para isto, deve-se ter que $v_{Cm} \approx (\sqrt{2}/3)v_C$. Assim, como as configurações do grupo OE2DC chaveiam com valores de v_{Cm} menores do que as do grupo OE1DC, as perdas por chaveamento, e conseqüentemente as perdas totais, são menores.

Dentro do grupo OE1DC, as perdas totais são praticamente as mesmas. Nas configurações OE1DC-1 e OE1DC-3 as perdas se concentram no conversor B , uma vez que a escolha de $mi_{gr} = 1$ na primeira e a utilização de ponte a diodos na segunda praticamente anulam as perdas por chaveamento no conversor A . Já na configuração OE1DC-2, as perdas são distribuídas igualmente entre os dois conversores. Mesmo assim, as perdas por chaveamento totais são iguais nas três configurações.

Dentro do grupo EO2DC, percebe-se que a configuração OE2DC-1 com $v_{Ca} = v_{Cb}$ apresenta as maiores perdas, o que ocorre devido à estratégia de controle por histerese, que influencia diretamente aumentando a frequência média de chaveamento dos conversores A e B . Já as menores perdas também são da configuração OE2DC-1, mas com $v_{Ca} = 2v_{Cb}$. Isto porque o conversor A , que possui a maior tensão de barramento, possui também a menor frequência de chaveamento média, uma vez que dentro dos setores 1 e 3 do LSPWM de 4 níveis a tensão de polo v_{aj0a} fica bloqueada em $v_{Ca}/2$ e em $-v_{Ca}/2$, respectivamente. Então, o conversor B , com a menor tensão de barramento, acaba ficando com a maior frequência média de chaveamento, o que contribui para a redução das perdas por chaveamento gerais, e conseqüentemente das perdas totais.

Tabela 2.5 – Perdas por condução (P_{cond}), por chaveamento (P_{chav}) e totais (P_{tot}) em cada configuração.

		OE1DC			OE2DC		
					$v_{Ca} = v_{Cb}$		$v_{Ca} = 2v_{Cb}$
		1	2	3	1	2	1
P_{cond} (W)	Conv. A	18,24	18,82	18,20	18,78	18,78	18,47
	Conv. B	19,37	18,81	19,32	18,78	18,78	19,34
	Total	37,61	37,63	37,52	37,56	37,56	37,81
P_{chav} (W)	Conv. A	0,03	14,00	0,020	13,03	12,48	8,36
	Conv. B	28,04	14,00	27,88	13,07	12,48	13,72
	Total	28,08	28,01	27,90	26,10	24,96	22,07
P_{tot} (W)	Conv. A	18,27	32,82	18,22	31,81	31,26	26,83
	Conv. B	47,41	32,82	47,20	31,86	31,26	30,06
	Total	65,68	65,63	65,42	63,66	62,52	59,89

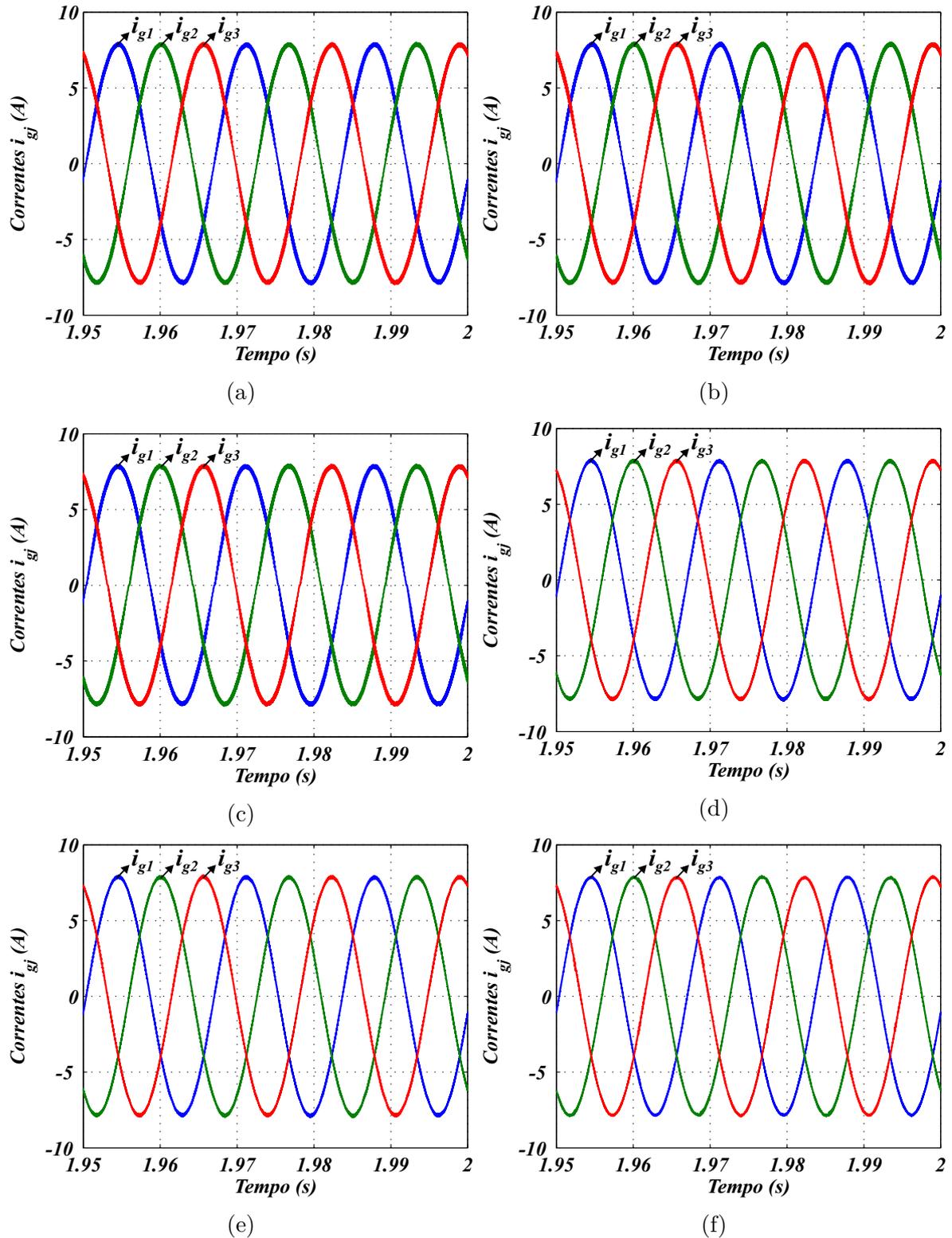


Figura 2.10 – Resultados de simulação. Correntes i_{gj} de regime permanente em cada configuração.

- (a) Correntes da configuração OE1DC-1.
- (b) Correntes da configuração OE1DC-2.
- (c) Correntes da configuração OE1DC-3.
- (d) Correntes da configuração OE2DC-1 com $v_{Ca} = v_{Cb}$.
- (e) Correntes da configuração OE2DC-2 com $v_{Ca} = v_{Cb}$.
- (f) Correntes da configuração OE2DC-1 com $v_{Ca} = 2v_{Cb}$.

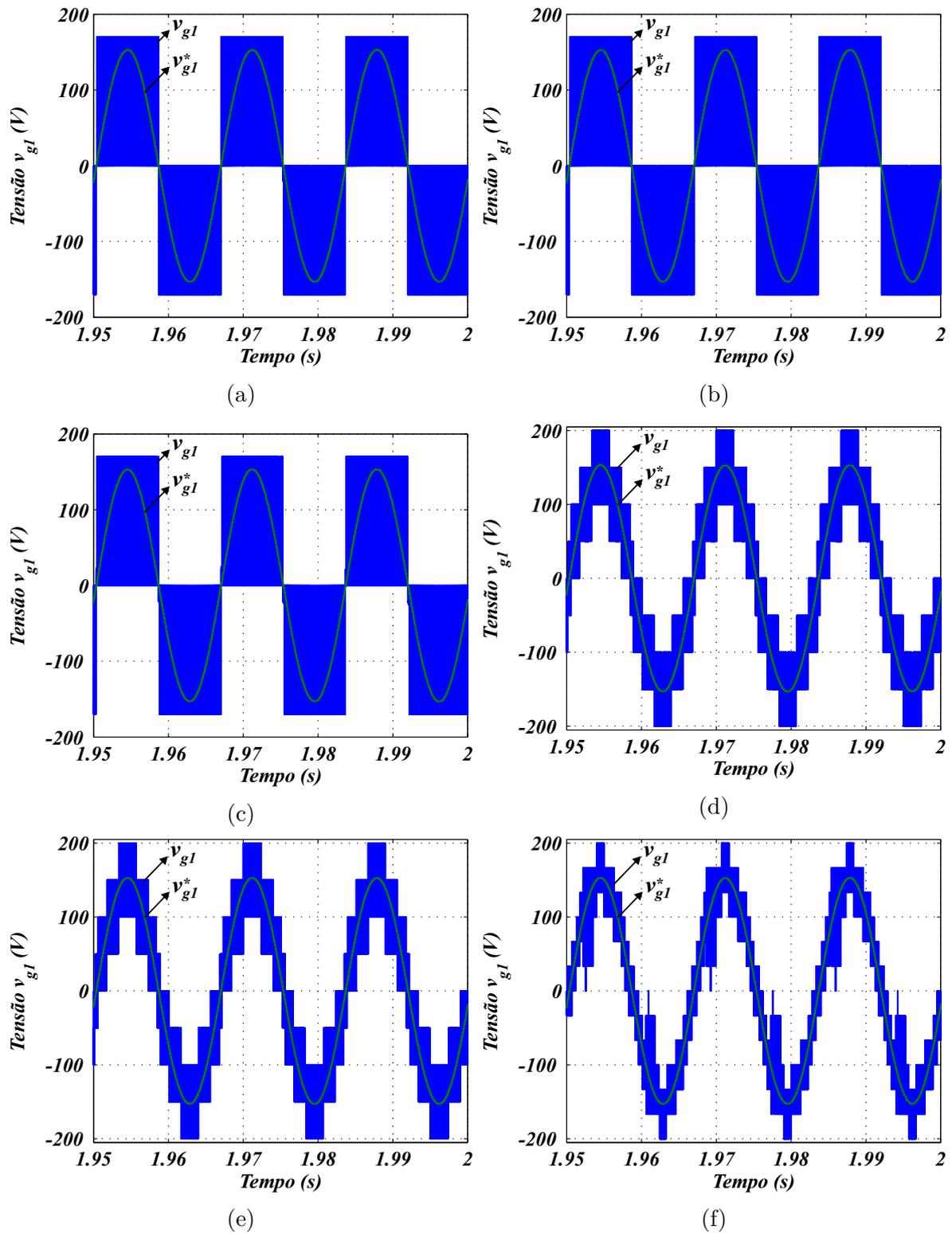


Figura 2.11 – Resultados de simulação. Tensão resultante v_{g1} de cada configuração.

- (a) Tensão da configuração OE1DC-1.
- (b) Tensão da configuração OE1DC-2.
- (c) Tensão da configuração OE1DC-3.
- (d) Tensão da configuração OE2DC-1 com $v_{Ca} = v_{Cb}$.
- (e) Tensão da configuração OE2DC-2 com $v_{Ca} = v_{Cb}$.
- (f) Tensão da configuração OE2DC-1 com $v_{Ca} = 2v_{Cb}$.

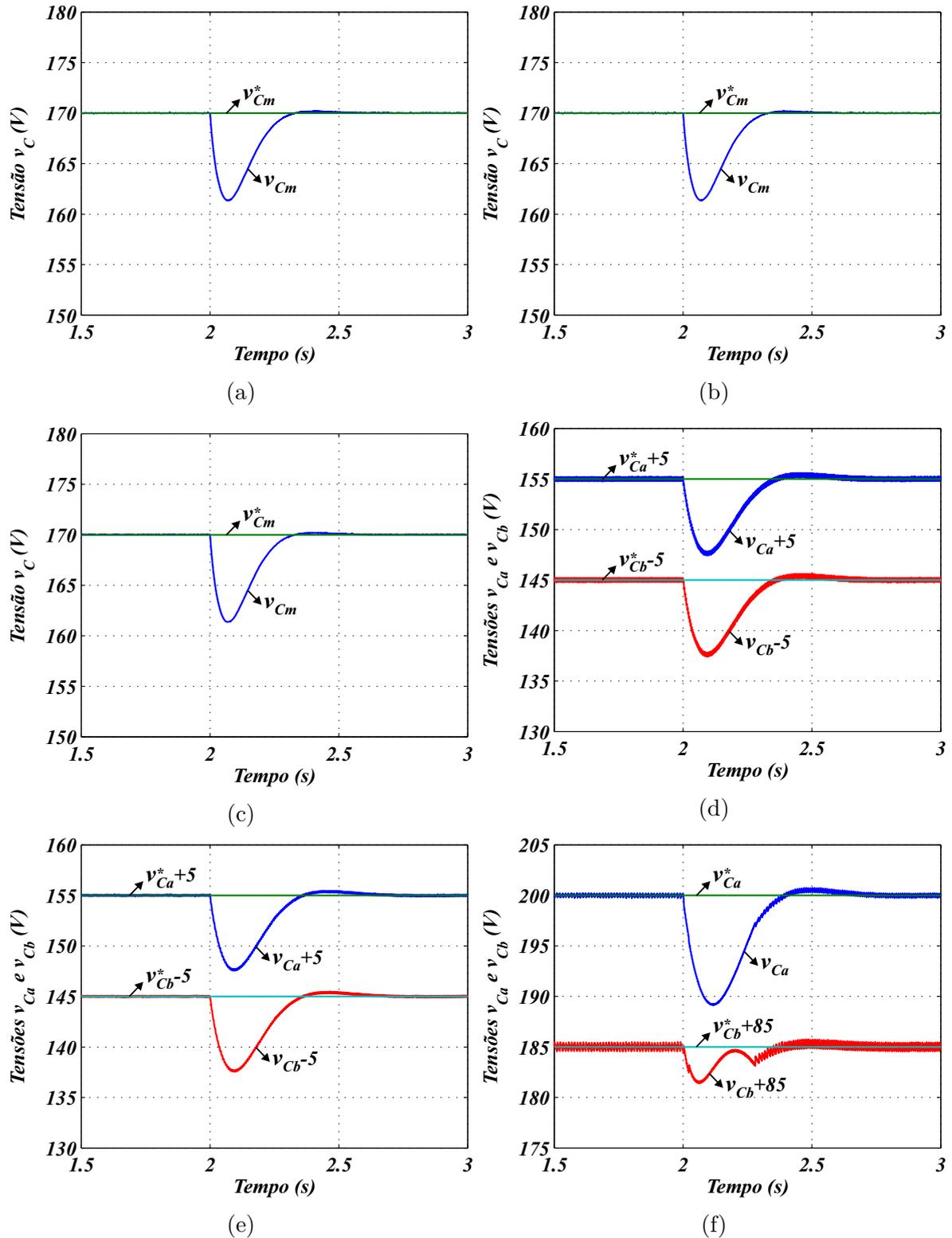


Figura 2.12 – Resultados de simulação. Tensões v_C , v_{Ca} e v_{Cb} nos barramentos de cada configuração durante o transitório de carga.

- (a) Tensão v_C da configuração OE1DC-1.
- (b) Tensão v_C da configuração OE1DC-2.
- (c) Tensão v_C da configuração OE1DC-3.
- (d) Tensões v_{Ca} e v_{Cb} da configuração OE2DC-1 com $v_{Ca} = v_{Cb}$.
- (e) Tensões v_{Ca} e v_{Cb} da configuração OE2DC-2 com $v_{Ca} = v_{Cb}$.
- (f) Tensões v_{Ca} e v_{Cb} da configuração OE2DC-1 com $v_{Ca} = 2v_{Cb}$.

2.6 Resultados Experimentais

Os resultados experimentais são mostrados nas Figuras de 2.13 a 2.15 e foram obtidos com os seguintes parâmetros:

- Frequência das portadoras triangulares: $f_{\Delta} = 10$ kHz
- Tensão RMS de base por fase: $V_N = 110$ V
- Potência trifásica nominal de base: $P_N = 1,8$ kW
- Frequência elétrica da fonte AC: $f_g = 60$ Hz
- Amplitude das tensões e_{gj} : $E_g = 0,77$ p.u.
- Potência total trifásica da(s) carga(s): $P_{load} = 1$ p.u.
- Indutância dos indutores de acoplamento: $L_g = 7$ mH
- Capacitância dos barramentos DC: $C = 14100$ μ F
- Tensão de referência dos barramentos do grupo OE1DC: $v_C^* = 150$ V
- Tensão de referência dos barramentos do grupo OE2DC: $v_{Ca}^* = v_{Cb}^* = 150$ V
- $\Delta_{vCb} = 0,05$

Os resultados referentes às configurações OE1DC-2 e OE2DC-2 não foram obtidos devido a limitações temporárias do laboratório, que ainda não possui bancadas com braços semicontrolados nem drivers que permitam simular um braço semicontrolado a partir de um braço controlado, uma vez que o chaveamento complementar de um braço controlado é feito de forma automática por meio de um circuito lógico externo.

A Figura 2.13 mostra as correntes i_{gj} controladas em regime permanente durante 6 ciclos. Pode-se perceber que elas estão estáveis e devidamente controladas. Na configuração OE1DC-3 pode-se perceber uma pequena distorção na passagem por zero devido à utilização da ponte a diodos da topologia.

A Figura 2.14 mostra as tensões v_{g1} em regime permanente. Percebe-se que para as topologias OE1DC-1 e OE1DC-3 essas tensões possuem três níveis, enquanto na configuração OE2DC-1 pode-se perceber que ela possui 9 níveis, apesar da baixa relação sinal/ruído obtida na ocasião.

Já a Figura 2.15 mostra as tensões nos barramentos DC dos conversores durante o transitório de aumento de carga em degrau, de uma potência de 0.7 p.u. para 1 p.u.. Em todos os casos pode-se observar o funcionamento adequado do sistema de controle. Um afundamento de aproximadamente 16% das tensões ocorre durante o transitório, mas elas

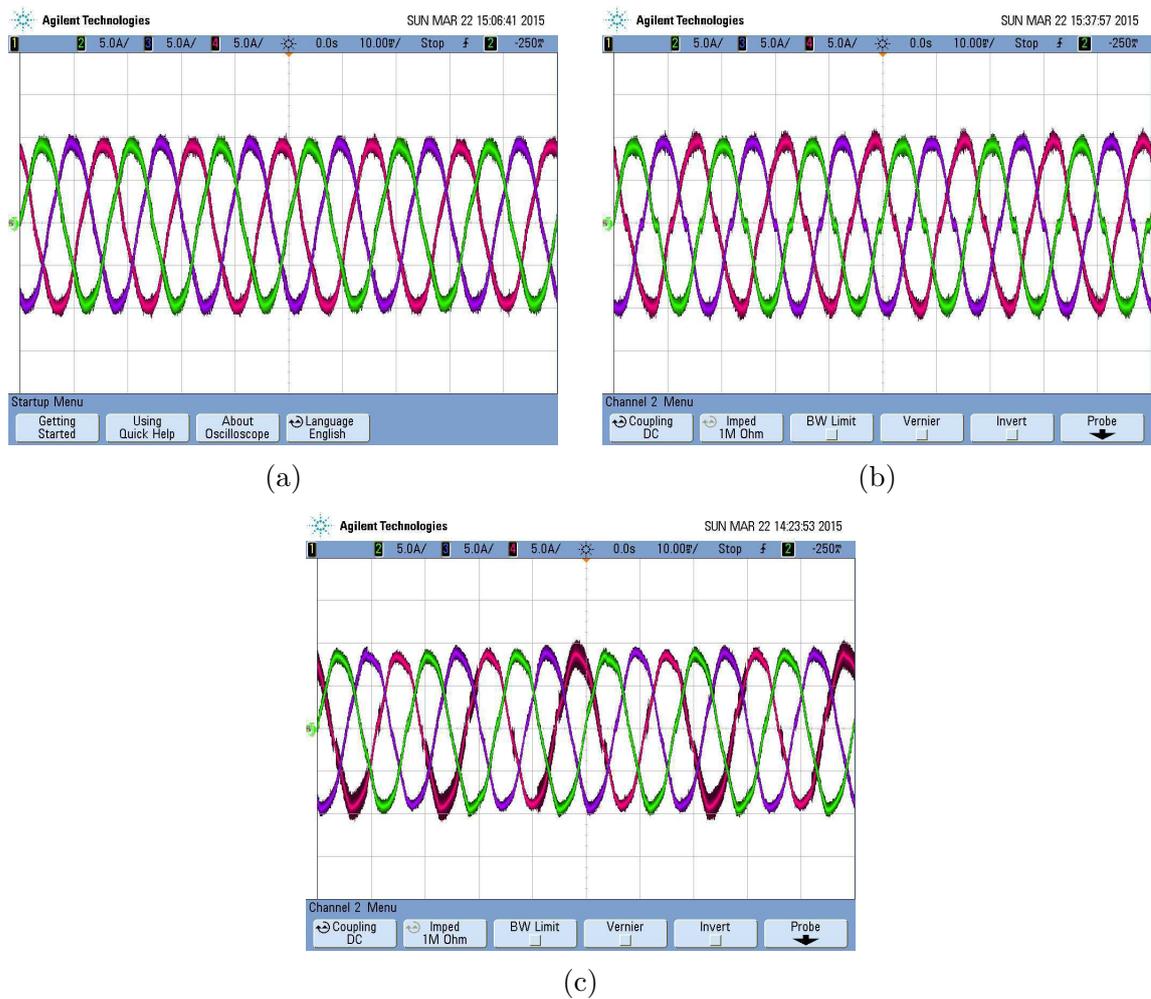


Figura 2.13 – Resultados experimentais. Correntes i_{gj} em regime permanente das configurações OE1DC-1, OE1DC-3 e OE2DC-1.

(a) Correntes da configuração OE1DC-1. (b) Correntes da configuração OE1DC-3.

(c) Correntes da configuração OE2DC-1 para $v_{Ca}^* = v_{Cb}^*$.

se recuperam rapidamente considerando a alta capacitância dos barramentos. Esta alta capacitância foi necessária devido às limitações da bancada experimental utilizada. Nela, cada braço do conversor é soldado em um capacitor de $4700 \mu\text{F}$, de modo que para fazer a montagem foi necessário colocar três desses capacitores em paralelo, chegando ao valor final de $14100 \mu\text{F}$.

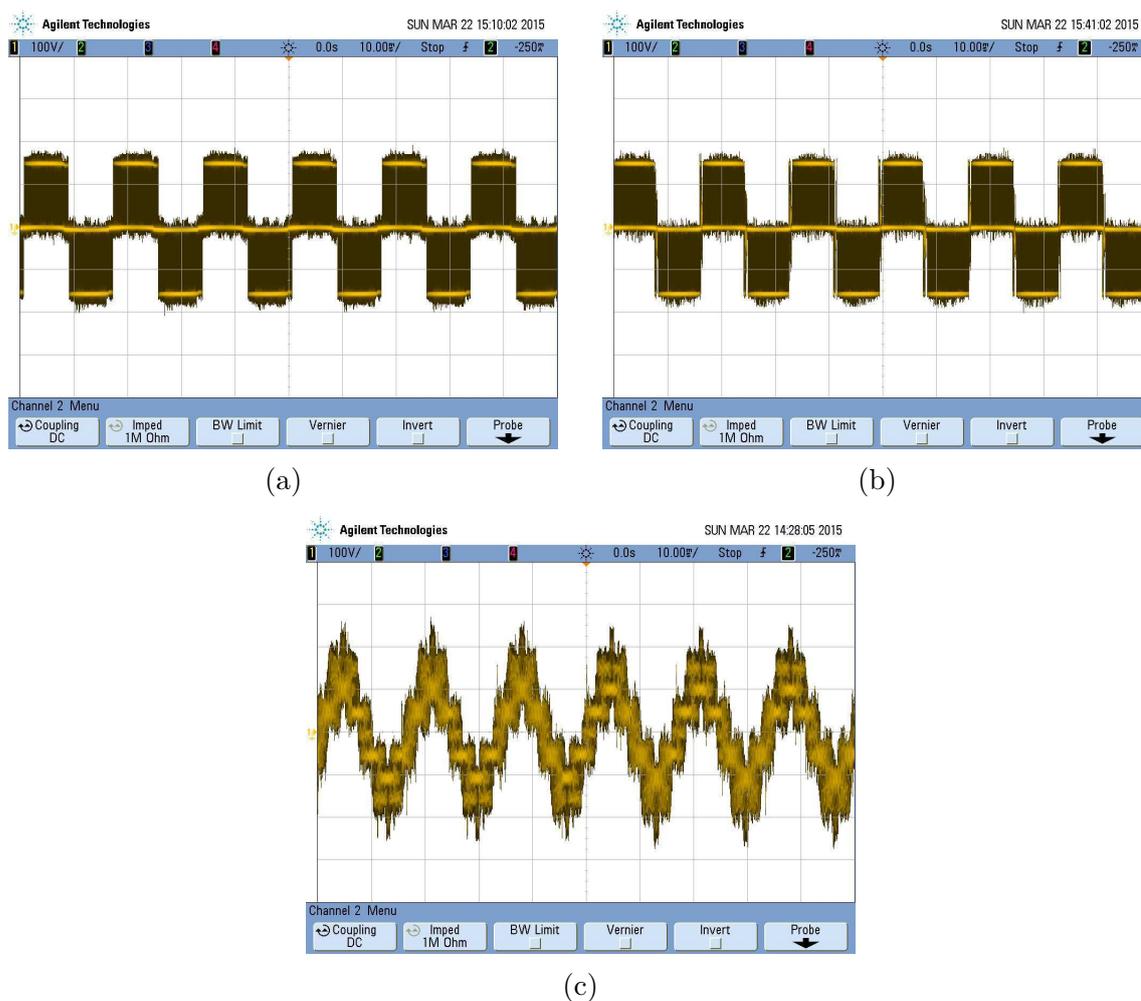


Figura 2.14 – Resultados experimentais. Tensões v_{g1} em regime permanente das configurações OE1DC-1, OE1DC-3 e OE2DC-1.

(a) Tensão da configuração OE1DC-1. (b) Tensão da configuração OE1DC-3.

(c) Tensão da configuração OE2DC-1 para $v_{Ca}^* = v_{Cb}^*$.

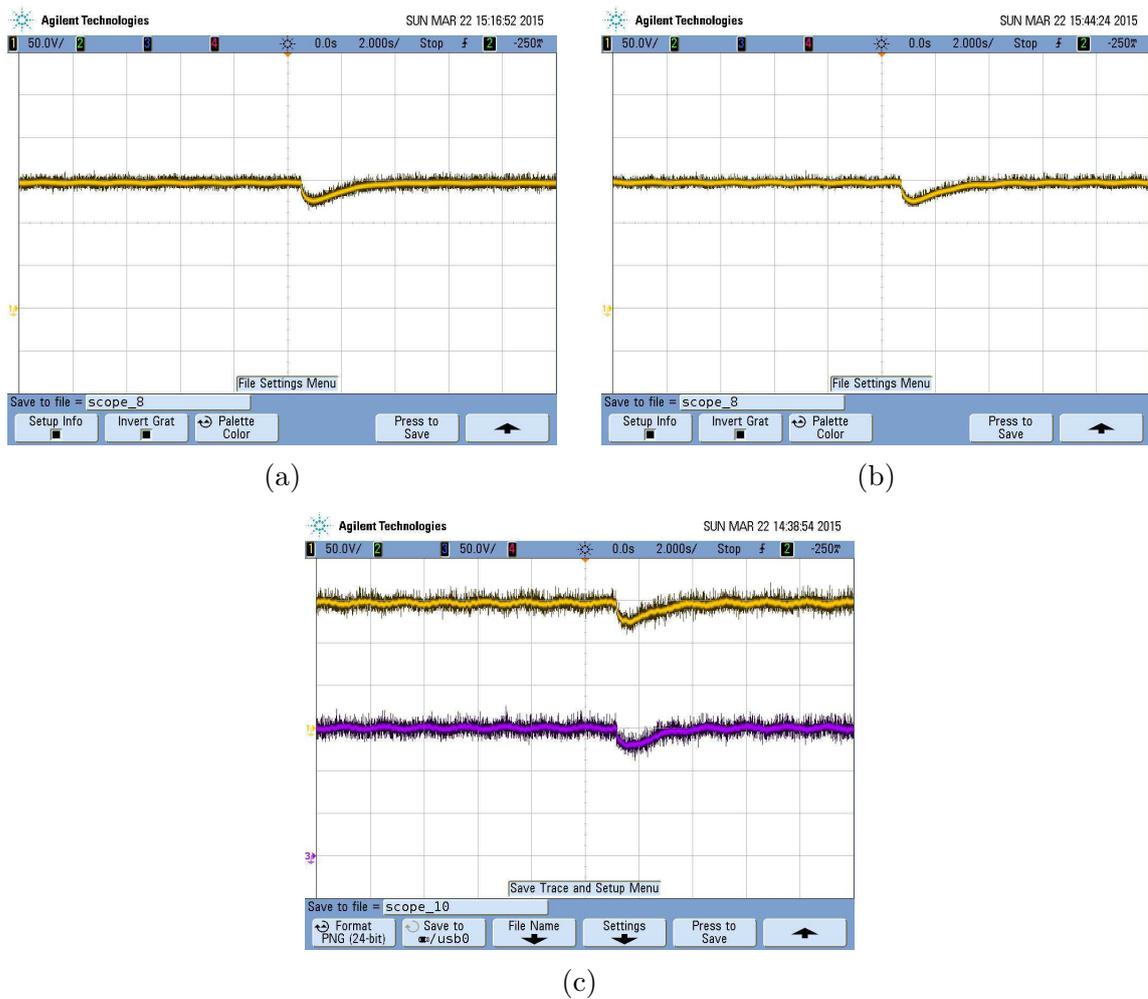


Figura 2.15 – Resultados experimentais. Tensões nos barramentos das configurações OE1DC-1, OE1DC-3 e OE2DC-1 durante o transitório de carga.

- (a) Tensão v_{Cm} da configuração OE1DC-1.
- (b) Tensão v_{Cm} da configuração OE1DC-3.
- (c) Tensões v_{Ca} e v_{Cb} da configuração OE2DC-1 para $v_{Ca}^* = v_{Cb}^*$.

2.7 Conclusão

Neste capítulo foram apresentadas as cinco topologias do grupo OE (*Open-End*), subdivididas em dois grupos, o OE1DC e o OE2DC. O primeiro grupo contém três configurações com apenas um barramento DC, enquanto o segundo contém duas configurações com dois barramentos DC. Sobre essas topologias foram apresentados os modelos, as técnicas PWM e as estratégias de controle. O PWM foi baseado na técnica LSPWM, e dois casos foram apresentados, o LSPWM de 3 níveis e o LSPWM de 4 níveis. O primeiro caso é válido para todas as configurações, enquanto o segundo caso só é válido para a configuração OE2DC-1. As estratégias de controle foram em essência similares, i.e., todas empregaram um controle em cascata, diferindo apenas na malha relacionada ao controle da diferença entre as tensões v_{Ca} e v_{Cb} , de modo que para a configuração OE2DC-1 foi empregado um controle por histerese, enquanto para a configuração OE2DC-2 foi empregado um controle PI.

Além disso, foram apresentados resultados de simulação para todas as configurações, e experimentais para as configurações OE1DC-1, OE1DC-3 e OE2DC-1. As principais análises e comparações foram feitas com base nos resultados de simulação, a partir dos quais pôde-se concluir que as configurações do grupo OE2DC, em geral, apresentam melhor performance sob o ponto de vista de THD e WTHD, além de apresentarem menores perdas por chaveamento, sobretudo quando se emprega o LSPWM de 4 níveis. No entanto, elas requerem aplicações específicas, nas quais as potências absorvidas pelos conversores A e B devem ter valores aproximadamente iguais, quando $v_{Ca} = v_{Cb}$, ou respectivamente 80 e 20% do total, quando $v_{Ca} = 2v_{Cb}$. Os resultados experimentais serviram para demonstrar a aplicabilidade das configurações estudadas.

3 Topologias básicas com transformador de injeção

3.1 Introdução

Neste capítulo é apresentado o grupo de topologias de retificadores trifásicos que utilizam transformadores de injeção para associar dois conversores trifásicos em série. Três configurações são analisadas ao todo, de modo que daqui em diante elas serão referenciadas como configurações do grupo SCIT (*Series Converters with Injection Transformers*).

Essas configurações são mostradas na Figura 3.1. Elas têm dois conversores trifásicos, chamados de conversor *A* e conversor *B*, e um único barramento DC. O conversor *A* é conectado em série ao sistema trifásico de forma direta, enquanto o conversor *B* é conectado em série através de transformadores de injeção. A associação em série resultante do conversor *A* com o conversor *B* é conectada à fonte AC por meio de três indutores de acoplamento. A configuração SCIT-1, mostrada na Figura 3.1(a), possui os conversores *A* e *B* compostos somente por braços controlados, i.e., braços formados apenas por IGBTs. Já configuração SCIT-2, mostrada na Figura 3.1(b), emprega apenas braços semicontrolados em seus conversores, i.e., cada braço é formado por um IGBT e um diodo. Por fim, a configuração SCIT-3, mostrada na Figura 3.1(c), apresenta uma ponte trifásica completa de diodos no conversor *A* e um conversor trifásico somente com braços controlados no conversor *B*. Assim, tem-se que a configuração SCIT-1 é bidirecional, enquanto as configurações SCIT-2 e SCIT-3 são unidirecionais.

Dentre as configurações apresentadas neste trabalho, a configuração SCIT-1 é proposta em [40] com aplicações tanto para acionamento de máquinas como para retificadores. Deste modo, considera-se como topologias propostas por este trabalho as configurações unidirecionais SCIT-2 e SCIT-3.

Nas seções que seguem, vários aspectos referentes a essas topologias são analisados, dentre os quais estão o modelo dos sistemas, a técnica PWM empregada em cada caso, e a estratégia de controle adotada para regular o barramento DC. Resultados de simulação e experimentais serão expostos para validar o grupo de topologias e confirmar a aplicabilidade dos retificadores.

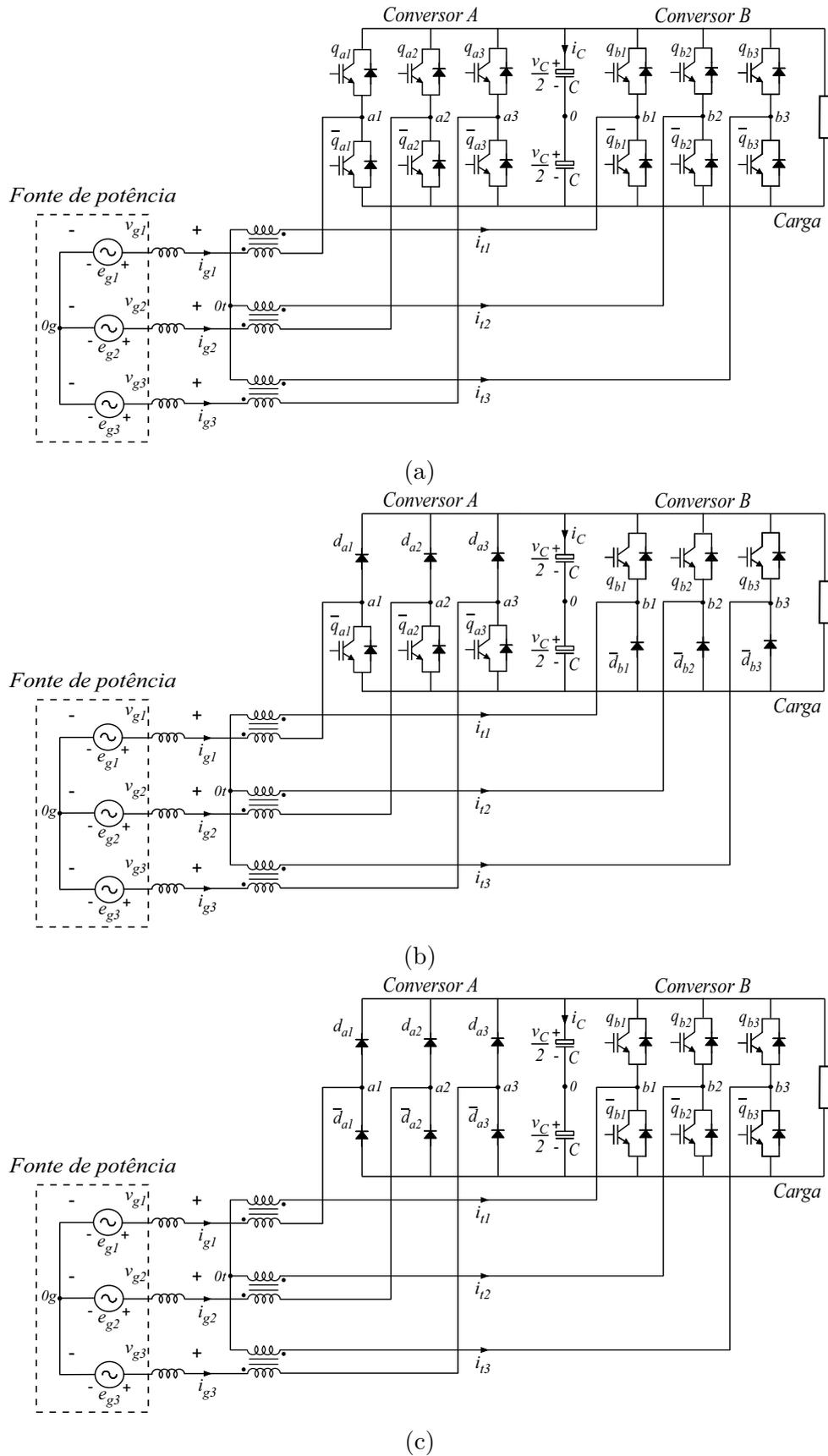


Figura 3.1 – Topologias do grupo de retificadores SCIT.
 (a) Configuração SCIT-1. (b) Configuração SCIT-2.
 (c) Configuração SCIT-3.

3.2 Modelo do Sistema

Os modelos dos sistemas são desenvolvidos de forma simultânea para todas as topologias em duas etapas. Na primeira, o modelo é descrito do ponto de vista do secundário dos transformadores, considerando apenas as equações de tensão. Já na segunda, o modelo é desenvolvido para o lado primário, também considerando apenas as equações de tensão. O modelo final unifica estas duas etapas da modelagem num único circuito trifásico equivalente, a partir do qual o modelo é finalizado com a equação dinâmica das correntes. Na modelagem, os transformadores são considerados ideias, da mesma forma que também é considerada ideal a fonte AC.

Para facilitar o entendimento do modelo visto do lado secundário dos transformadores, o circuito equivalente mostrado na Figura 3.2 é analisado, o que leva a (3.1) e (3.2), considerando que $v_{b10t} + v_{b20t} + v_{b30t} = 0$. Daqui em diante, considera-se que $j = \{1, 2, 3\}$, a menos que seja explicitado o contrário.

$$v_{bj0t} = v_{bj0} - v_{0t0} \quad (3.1)$$

$$v_{0t0} = \frac{1}{3} \sum_{j=1}^3 v_{bj0} \quad (3.2)$$

onde as tensões v_{bj0} são as tensões de polo geradas pelo conversor B , v_{0t0} é a tensão de neutro vista do ponto $0t$ em relação ao ponto 0 , e as tensões v_{bj0t} são as tensões aplicadas a cada enrolamento secundário de cada transformador. Além disso, na Figura 3.2 as variáveis i_{tj} representam as correntes do lado secundário dos transformadores.

Com relação ao lado primário, o modelo pode ser desenvolvido a partir do circuito equivalente mostrado na Figura 3.3. Assim, as equações do modelo neste caso são dadas por (3.3) e (3.4), conforme segue.

$$v_{gj} = v_{aj0} + \frac{1}{\eta} v_{bj0t} - v_{0g0} \quad (3.3)$$

$$v_{0g0} = \frac{1}{3} \sum_{j=1}^3 v_{aj0} \quad (3.4)$$

onde as tensões v_{aj0} são as tensões de polo geradas pelo conversor A , $\frac{1}{\eta} v_{bj0t}$ são as tensões produzidas por cada enrolamento do lado primário, η é a relação de espiras do transformador (do primário para o secundário), v_{0g0} é a tensão de neutro do ponto $0g$ em relação ao ponto 0 e as tensões v_{gj} são as tensões AC geradas pelos conversores e aplicadas a cada fase da associação série da fonte AC com os indutores de acoplamento.

O modelo final é obtido aplicando (3.1) em (3.3) e em (3.4), o que leva a (3.6) e (3.7) respectivamente, uma vez que as tensões resultantes v_{grj} são definidas segundo

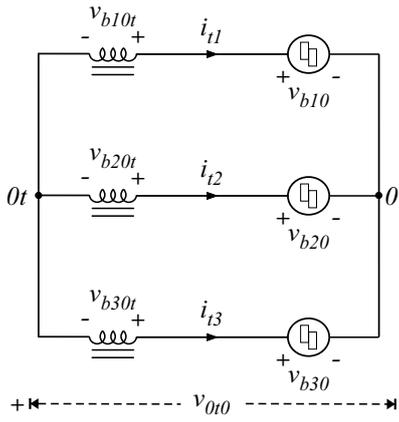


Figura 3.2 – Circuito equivalente visto do lado secundário dos transformadores.

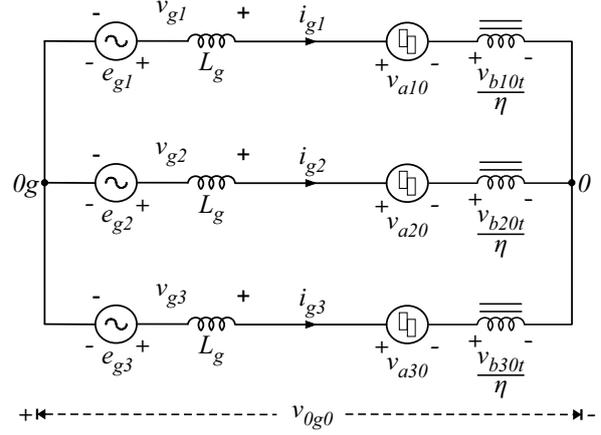


Figura 3.3 – Circuito equivalente visto do lado primário dos transformadores.

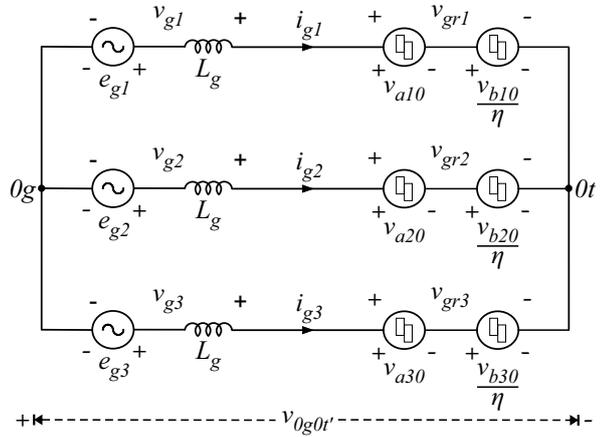


Figura 3.4 – Circuito equivalente final dos sistemas de retificação.

(3.5), considerando ainda que a tensão $v_{0g0t'}$ é introduzida de acordo com (3.8). A partir deste modelo, é possível construir o circuito equivalente mostrado na Figura 3.4, no qual é introduzido o ponto de neutro virtual $0t'$. Este ponto é considerado virtual no sentido de que ele não existe de fato, mas serve para atender à necessidade da construção de um modelo conciso.

$$v_{grj} = v_{aj0} + \frac{1}{\eta} v_{bj0} \quad (3.5)$$

$$v_{gj} = v_{grj} - v_{0g0t'} \quad (3.6)$$

$$v_{0g0t'} = \frac{1}{3} \sum_{j=1}^3 \left(v_{aj0} + \frac{1}{\eta} v_{bj0} \right) \quad (3.7)$$

$$v_{0g0t'} = v_{0g0} - \frac{1}{\eta} v_{0t0}. \quad (3.8)$$

Para completar o modelo, a equação dinâmica (3.9) é introduzida a partir do circuito equivalente da Figura 3.4. As tensões e_{gj} são as tensões da fonte AC, enquanto

as correntes i_{gj} são as correntes fornecidas por ela. Além disso, L_g é a indutância dos indutores de acoplamento, inseridos entre a rede e o retificador, e R_g é a resistência interna destes indutores.

$$L_g \frac{di_{gj}}{dt} = e_{gj} - R_g i_{gj} - v_{gj}. \quad (3.9)$$

Neste modelo, considera-se um sistema trifásico equilibrado, i.e., $e_{g1} + e_{g2} + e_{g3} = 0$, $i_{g1} + i_{g2} + i_{g3} = 0$ e $i_{t1} + i_{t2} + i_{t3} = 0$.

As tensões de polo v_{aj0} e v_{bj0} são dadas pelas equações em (3.10), considerando-se que q_{aj} , q_{bj} , d_{aj} e d_{bj} são variáveis binárias que determinam os estados de condução das chaves/diodos indicados na Figura 3.1. Além disso, pela notação adotada, uma variável binária barrada é o complementar da variável original, e.g., $\bar{q}_{aj} = 1 - q_{aj}$. Nas topologias em que houverem diodos, considera-se $q_{aj} = d_{aj}$ e $q_{bj} = d_{bj}$.

$$v_{aj0} = \frac{v_C}{2}(2q_{aj} - 1), \quad v_{bj0} = \frac{v_C}{2}(2q_{bj} - 1). \quad (3.10)$$

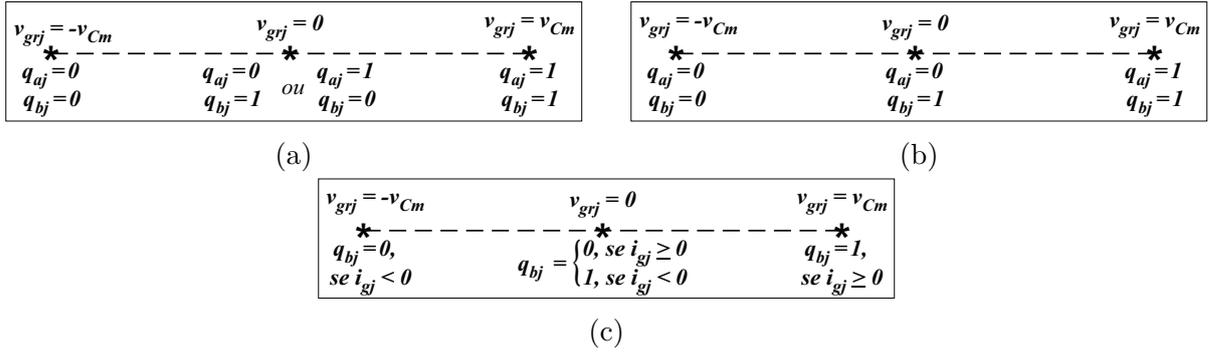


Figura 3.5 – Níveis de tensão possíveis para v_{grj} em cada configuração e estados de chaves correspondentes para $\eta = 1$.

(a) Níveis para a configuração SCIT-1. (b) Níveis para a configuração SCIT-2.

(c) Níveis para a configuração SCIT-3.

3.3 Técnica PWM

Para o conjunto de topologias apresentadas neste capítulo, a técnica PWM de escolha também é o LSPWM. Para auxiliar no seu desenvolvimento, a tensão v_{Cm} e a referência v_{Cm}^* são definidas conforme mostradas em (3.11).

$$v_{Cm} = \left(\frac{\eta + 1}{2\eta} \right) v_C, \quad v_{Cm}^* = \left(\frac{\eta + 1}{2\eta} \right) v_C^*. \quad (3.11)$$

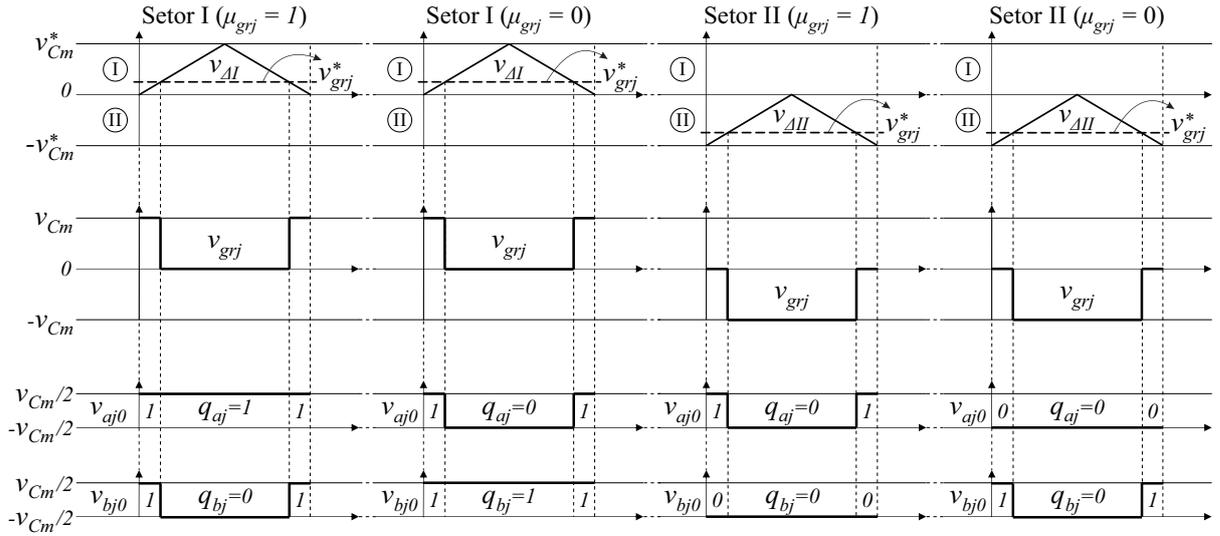
Nesta seção, as particularidades do LSPWM com relação a cada topologia serão exploradas considerando os casos em que η é igual a 1 ou 2. Como será mostrado e discutido, a condição $\eta = 2$ não será uma escolha apropriada para todos os casos. Assim, seis casos diferentes devem ser analisados, dentre os quais apenas alguns serão considerados viáveis e analisados mais aprofundadamente.

3.3.1 LSPWM de 3 níveis ($\eta = 1$)

Analisando todos os valores possíveis de v_{grj} em função do estado das chaves q_{aj} e q_{bj} (nas configurações SCIT-2 e SCIT-3 considera-se $q_{aj} = d_{aj}$ e $q_{bj} = d_{bj}$), chega-se aos diagramas mostrados na Figura 3.5. Considerando estes diagramas, para otimizar o aproveitamento dos níveis de modo a minimizar o WTHD das tensões v_{gj} , as tensões v_{grj} devem sempre assumir os dois níveis mais próximos de v_{grj}^* .

As referências v_{grj}^* podem ser calculadas segundo (3.12), uma vez que as referências v_{gj}^* forem definidas pelo sistema de controle e que $v_{0g0t'}$ seja determinada por meio de (3.14), obedecendo os limites superior e inferior impostos pela tensão do barramento DC, definidos em (3.13). A variável auxiliar $\mu_{0g0t'}$ é definida de modo a normalizar a escolha de $v_{0g0t'}$, de tal forma que tem-se $0 \leq \mu_{0g0t'} \leq 1$.

$$v_{grj}^* = v_{gj}^* + v_{0g0t'}^* \quad (3.12)$$


 Figura 3.6 – Diagrama representativo do LSPWM de 3 níveis para $\eta = 1$.

$$v_{0g0t'}^*_{min} = -v_{Cm}^* - \min\{v_{g1}^*, v_{g2}^*, v_{g3}^*\}, \quad v_{0g0t'}^*_{max} = v_{Cm}^* - \max\{v_{g1}^*, v_{g2}^*, v_{g3}^*\} \quad (3.13)$$

$$v_{0g0t'}^* = \mu_{0g0t'} v_{0g0t'}^*_{max} + (1 - \mu_{0g0t'}) v_{0g0t'}^*_{min}, \quad 0 \leq \mu_{0g0t'} \leq 1. \quad (3.14)$$

Uma vez que v_{grj} deve assumir apenas os dois valores mais próximos de v_{grj}^* , então a relação (3.15) deve ser atendida em todas as configurações.

$$v_{grj} = \begin{cases} \{-v_{Cm}, 0\}, & \text{se } v_{grj}^* < 0 \\ \{0, v_{Cm}\}, & \text{se } v_{grj}^* \geq 0. \end{cases} \quad (3.15)$$

Dessa forma, uma vez que as referências v_{grj}^* são calculadas, elas devem ser comparadas com portadoras triangulares deslocadas em nível para gerar os sinais de chaveamento dos conversores, de modo a produzir as tensões v_{grj} em acordo com (3.15). Para $\eta = 1$, são necessárias duas portadoras, conforme mostrado na Figura 3.6, que representa o caso geral para o LSPWM de 3 níveis (i.e., $n_{lvl} = 3$).

No caso específico da configuração SCIT-1, observa-se que existe uma duplicidade nos estados das chaves que podem gerar o nível $v_{grj} = 0$, i.e., para $(q_{aj}, q_{bj}) = (1, 0)$ ou para $(q_{aj}, q_{bj}) = (0, 1)$ tem-se que $v_{grj} = 0$ (ver Figura 3.5(a)). Este mesmo grau de liberdade pode ser observado para as configurações OE1DC-1 e OE2DC-1 no Capítulo 2. No entanto, na topologia SCIT-1 existe apenas um barramento DC, portanto não há necessidade de utilizar a duplicidade do nível $v_{grj} = 0$ para fazer a regulação da tensão DC. Então, este grau de liberdade é utilizado somente para reduzir a frequência de chaveamento média e as perdas por chaveamento de um dos conversores do retificador.

Deste modo, para auxiliar na escolha do estado de chaves em $v_{grj} = 0$, como feito no Capítulo 2, define-se três variáveis auxiliares μ_{grj} , tal que $\mu_{grj} = \{0, 1\}$. Então,

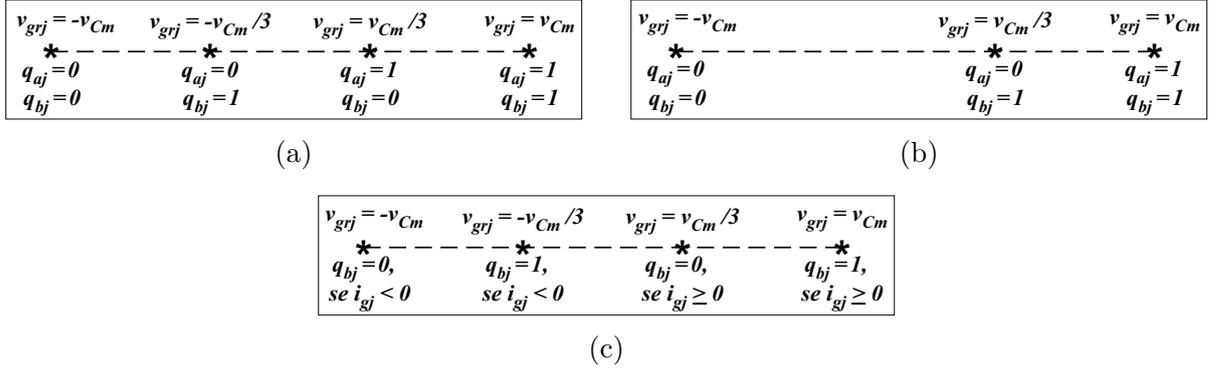


Figura 3.7 – Níveis de tensão possíveis para v_{grj} em cada configuração e estados de chaves correspondentes para $\eta = 2$.

- (a) Níveis para a configuração SCIT-1. (b) Níveis para a configuração SCIT-2.
 (c) Níveis para a configuração SCIT-3.

os estados ficam definidos em função dos μ_{grj} segundo (3.16). Adicionalmente, pode-se introduzir uma quarta variável auxiliar μ_{gr} , tal que $\mu_{gr} = \{0, 1\}$, para uniformizar o critério de escolha dos μ_{grj} em função do sinal das correntes i_{gj} segundo (3.17).

- Para $v_{grj} = 0$:

$$(q_{aj}, q_{bj}) = \begin{cases} (1, 0), & \text{se } \mu_{grj} = 1 \\ (0, 1), & \text{se } \mu_{grj} = 0 \end{cases} \quad (3.16)$$

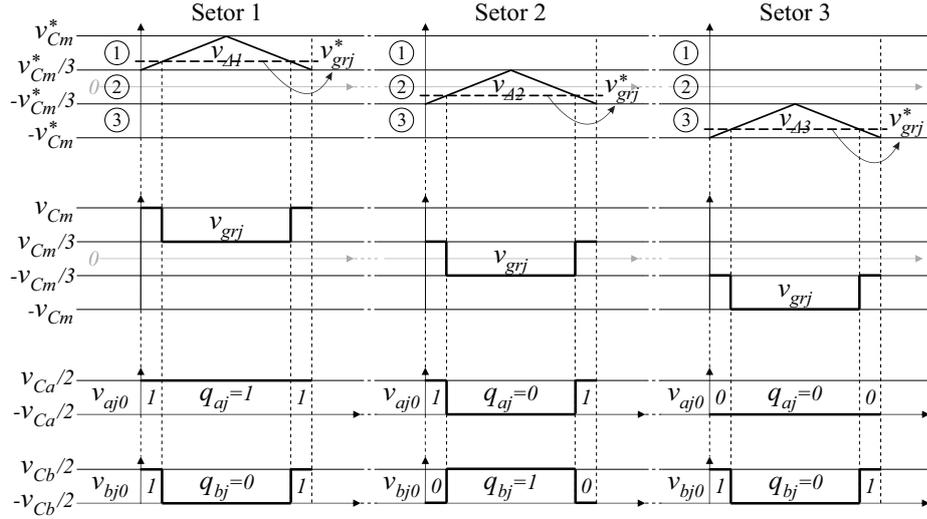
$$\mu_{grj} = \begin{cases} 1, & \text{se } (\mu_{gr} = 1 \text{ e } i_{gj} \geq 0) \text{ ou } (\mu_{gr} = 0 \text{ e } i_{gj} < 0) \\ 0, & \text{se } (\mu_{gr} = 1 \text{ e } i_{gj} < 0) \text{ ou } (\mu_{gr} = 0 \text{ e } i_{gj} \geq 0). \end{cases} \quad (3.17)$$

3.3.2 LSPWM de 4 níveis ($\eta = 2$)

Para $\eta = 2$, analisando novamente todos os valores possíveis de v_{grj} em função do estado das chaves q_{aj} e q_{bj} , chega-se aos diagramas mostrados na Figura 3.7. Percebe-se então que as configurações SCIT-2 e SCIT-3 tornam-se inviáveis com uma relação de espiras diferente de 1, podendo ser descartadas nesta condição. Para SCIT-2, apenas 3 níveis podem ser gerados e a distribuição deles é assimétrica. Já para SCIT-3, apesar de serem gerados 4 níveis, a topologia impede que haja chaveamento quando $-v_{Cm}^*/3 \leq v_{grj}^* \leq v_{Cm}^*/3$. Dentro deste intervalo, se $i_{gj} \geq 0$, então $v_{grj} = v_{Cm}/3$, e se $i_{gj} < 0$, então $v_{grj} = -v_{Cm}/3$, de modo que é impossível gerar valores médios intermediários.

Para $\eta = 2$, a determinação das referências v_{grj}^* é feita exatamente da mesma forma como foi feito na seção 3.3.1, segundo (3.12) e com v_{0g0t}^* sendo determinada por meio de (3.14), uma vez que seja escolhido um $\mu_{0g0t'}$ tal que $0 \leq \mu_{0g0t'} \leq 1$.

Então, se v_{grj} deve assumir apenas os dois valores mais próximos de v_{grj}^* , a relação (3.15) deve ser atendida na configuração SCIT-1, tendo em vista que para $\eta = 2$ as


 Figura 3.8 – Diagrama representativo do LSPWM de 4 níveis para $\eta = 2$.

configurações SCIT-2 e SCIT-3 não serão mais consideradas.

$$v_{grj} = \begin{cases} \{-v_{Cm}, -v_{Cm}/3\}, & \text{se } v_{grj}^* < -v_{Cm}/3 \\ \{-v_{Cm}/3, v_{Cm}/3\}, & \text{se } -v_{Cm}/3 \leq v_{grj}^* < v_{Cm}/3 \\ \{v_{Cm}/3, v_{Cm}\}, & \text{se } v_{grj}^* \geq v_{Cm}/3. \end{cases} \quad (3.18)$$

Assim, calculadas as referências v_{grj}^* , elas devem ser comparadas com portadoras triangulares deslocadas em nível para gerar os sinais de chaveamento dos conversores, produzindo tensões v_{grj} em consonância com (3.18). Para $\eta = 2$, são necessárias três portadoras, conforme mostrado na Figura 3.8, que representa o caso geral para o LSPWM de 4 níveis (i.e., $n_{lvl} = 4$). Como não existem redundâncias na definição dos estados de chaves para gerar os níveis correspondentes de v_{grj} , o LSPWM de 4 níveis fica assim automaticamente resolvido.

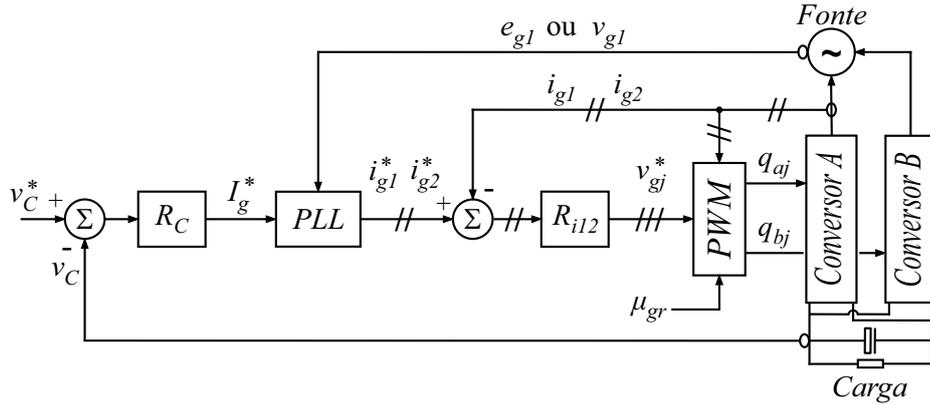


Figura 3.9 – Diagrama de controle genérico para as configurações do grupo SCIT.

3.4 Estratégia de Controle

O sistema de controle é necessário para regular a tensão v_C do barramento DC dos retificadores em um valor constante definido pela referência v_C^* , mesmo após variações de carga. O diagrama de controle genérico dos sistemas do grupo de topologias SCIT é mostrado na Figura 3.9. A descrição que segue é geral e se aplica a todas as configurações deste grupo.

Em todas as configurações, o controle é executado em cascata, de modo que a malha externa é correspondente ao controle da tensão v_C do barramento DC. O controlador R_C é um controlador PI simples e recebe o sinal de erro $v_C^* - v_C$ como entrada, fornecendo como saída o sinal a referência de amplitude de corrente I_g^* . O bloco PLL representa um PLL de potência monofásico, que utilizando como sinais de entrada a referência de amplitude I_g^* e a tensão e_{g1} ou a tensão v_{g1} , gerando correntes i_{gj} sincronizadas com as tensões e_{gj} na configuração SCIT-1, ou com as tensões v_{gj} nas configurações SCIT-2 e SCIT-3. Este esquema de sincronia assume um sistema equilibrado, e garante na configuração SCIT-1 que a rede forneça potência segundo um fator de potência unitário, enquanto nas configurações SCIT-2 e SCIT-3 ele garante que o sistema funcione de forma adequada, uma vez que as correntes i_{gj} e as tensões v_{gj} devem estar em fase devido à utilização de diodos.

A malha interna é correspondente ao controle das correntes i_{gj} da rede, e emprega dois controladores PI ressonantes, representados pelo bloco R_{i12} . Estes controladores recebem como entrada os sinais de erro $i_{g1}^* - i_{g1}$ e $i_{g2}^* - i_{g2}$, e fornecem como saída as tensões de referência v_{gj}^* , i.e., v_{g1}^* e v_{g2}^* são fornecidas diretamente e v_{g3}^* indiretamente pela relação $v_{g3}^* = -(v_{g1}^* + v_{g2}^*)$. Isto é possível porque o sistema é equilibrado, de modo que apenas duas correntes precisam ser controladas diretamente. Uma vez que as tensões de referência v_{gj}^* são geradas pelo sistema de controle, o PWM pode ser executado e os sinais de chaveamento são gerados para cada configuração segundo o descrito na seção 3.3.

3.5 Resultados de Simulação

As simulações foram feitas considerando os seguintes parâmetros:

- Passo de cálculo: $h = 100$ ns
- Passo de cálculo do sistema de controle: $h_{disc} = 50$ μ s
- Frequência das portadoras deslocadas em nível: $f_{\Delta} = 10$ kHz
- Tensão de base RMS por fase: $V_N = 110$ V
- Potência total trifásica de base: $P_N = 1,8$ kW
- Frequência elétrica da fonte AC: $f_g = 60$ Hz
- Amplitude das tensões e_{gj} : $E_g = 1$ p.u.
- Potência total trifásica da(s) carga(s): $P_{load} = 1$ p.u.
- Reatância dos indutores de acoplamento: $X_g^{pu} = 0,131$ p.u. ($L_g = 7$ mH)
- Resistência interna dos indutores de acoplamento: $R_g^{pu} = 0,005$ p.u. ($R_g = 0,1$ Ω)
- Capacitância dos barramentos DC: $C = 9400$ μ F
- Tensão de referência do barramento:
 - Para $\eta = 1$: $v_C^* = 150$ V - Para $\eta = 2$: $v_C^* = 200$ V
- Índice de modulação geral: 0,88

Os resultados de simulação para as topologias do grupo SCIT podem ser vistos nas Figuras de 3.10 a 3.12, localizadas no final da seção. As correntes i_{gj} em regime permanente são mostradas na Figura 3.10. Visualmente pode-se perceber pouca diferença entre as correntes de cada configuração, mas com um olhar mais atento nota-se que na configuração SCIT-1, para $\eta = 2$ (ver Figura 3.10(d)), o traçado das correntes é um pouco mais fino, o que indica um *ripple* menor. Isto se confirma observando a Tabela 3.1, na qual pode-se perceber que, de fato, os menores valores de THD e de WTHD são da configuração SCIT-1 para $\eta = 2$. Para $\eta = 1$, as configurações SCIT-1 e SCIT-2 têm desempenhos equivalentes considerando o THD e o WTHD, mesmo que a configuração SCIT-1 tenha valores pouco menores. Os maiores valores são os da configuração SCIT-3, que emprega uma ponte a diodos no conversor A .

Os valores observados na Tabela 3.1 podem ser justificados ao se analisar a Figura 3.11. Nela, tomando v_{g1} como amostra, nota-se que na configuração SCIT-1 com $\eta = 2$ existe uma quantidade maior de níveis gerados para as tensões v_{gj} , o que contribui para a redução do THD das correntes i_{gj} e do WTHD das tensões v_{gj} .

Tabela 3.1 – THDs médios das correntes i_{gj} e WTHDs médios das tensões v_{gj} em cada configuração.

	SCIT			
	$\eta = 1$			$\eta = 2$
	1	2	3	1
i_{gj} THD	0,79%	0,79%	0,99%	0,54%
v_{gj} WTHD	0,107%	0,107%	0,137%	0,073%

Na Figura 3.12 pode ser observada a tensão v_C no barramento DC de cada configuração durante um transitório de carga no qual a potência é variada em degrau de $0,833p.u.$ para $1p.u.$. Em todos os casos percebe-se que as tensões foram devidamente controladas. Em regime permanente, todas são controladas com praticamente o mesmo valor de *ripple*, que varia entre $0,03\%$ e $0,04\%$, considerado muito baixo. Já no transitório, o afundamento observado também é praticamente o mesmo para todas as configurações, ficando em torno de 5% da tensão de referência.

Na Tabela 3.2 são mostradas informações detalhadas com base na análise de perdas feita para todas as topologias. Nela estão contidas informações sobre perdas por condução, por chaveamento e totais de cada conversor de cada configuração.

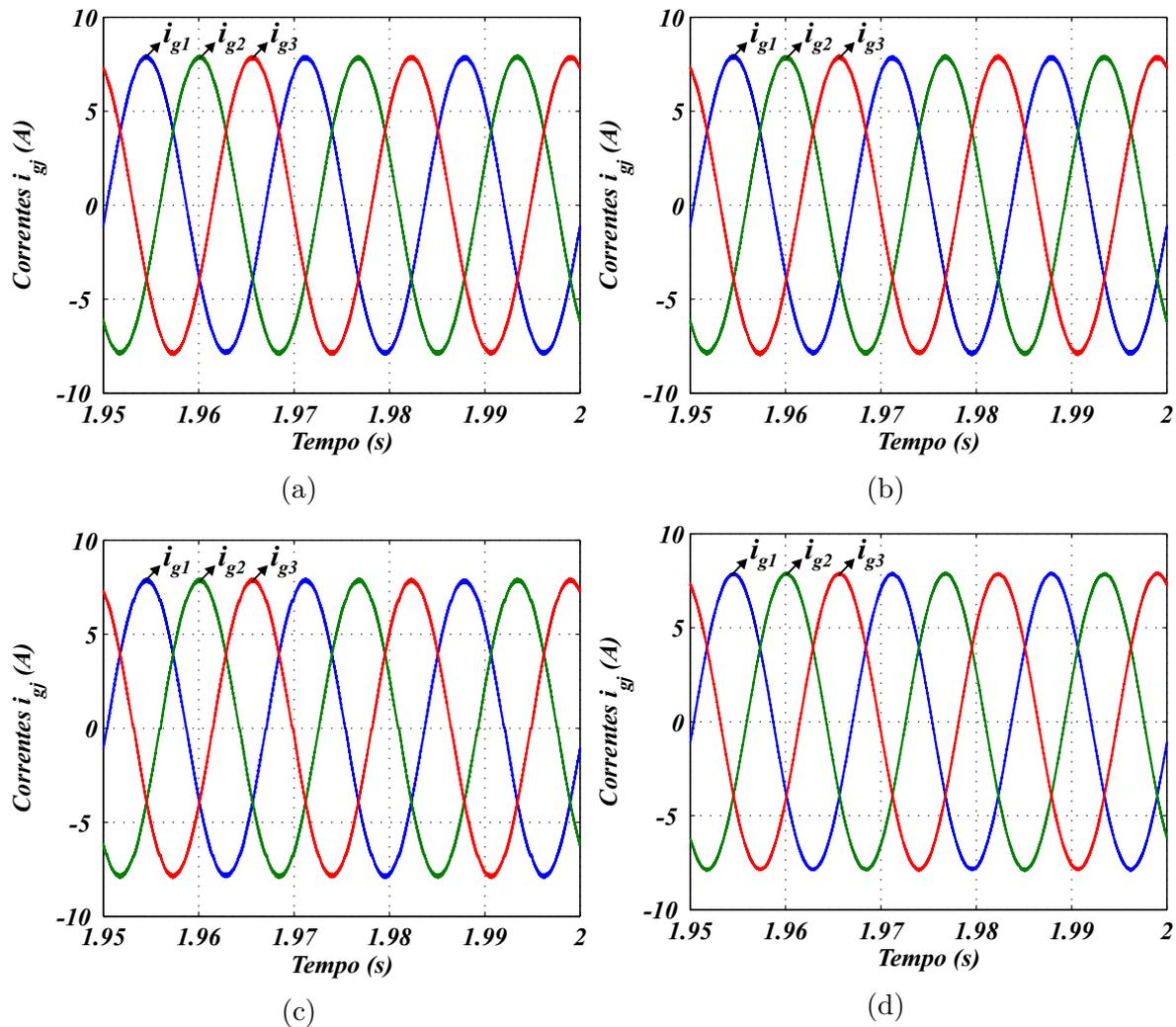
Observando-se as perdas gerais por condução, percebe-se que para $\eta = 1$ todas as configurações têm praticamente os mesmos valores. No entanto, para $\eta = 2$ a configuração SCIT-1 apresenta menores perdas. Observando agora as perdas por condução em cada conversor, nota-se que no conversor *A* todas as configurações têm praticamente as mesmas perdas, no entanto, para o conversor *B* as perdas são menores na configuração SCIT-1 com $\eta = 2$. Isto se deve ao fato de que, neste caso, a utilização do transformador para inserir o conversor *B* em série tem efeito de reduzir as correntes i_{tj} do conversor *B* pela metade em relação às correntes i_{gj} , i.e., para $\eta = 1$ tem-se $i_{tj} = i_{gj}$, enquanto para $\eta = 2$ tem-se $i_{tj} = i_{gj}/2$. Então, com uma corrente reduzida pela metade, as perdas por condução também se reduzem aproximadamente à metade em relação aos casos em que $\eta = 1$.

Com relação às perdas por chaveamento, novamente tem-se que para $\eta = 1$ todas as configurações têm praticamente os mesmos valores, mas para $\eta = 2$ a configuração SCIT-1 apresenta maiores perdas. Isto se deve sobretudo ao fato de que com $\eta = 2$ deve-se ter um barramento 33% maior para manter a equidade na comparação entre as configurações. Conseqüentemente, as perdas por chaveamento totais se elevam.

Assim, no balanço geral observa-se que para $\eta = 1$ todas as configurações apresentam praticamente as mesmas perdas totais, enquanto para $\eta = 2$ a configuração SCIT-1 possui perdas totais um pouco maiores em relação às outras.

Tabela 3.2 – Perdas por condução (P_{cond}), por chaveamento (P_{chav}) e totais (P_{tot}) em cada configuração.

		SCIT			
		$\eta = 1$			$\eta = 2$
		1	2	3	1
P_{cond} (W)	Conv. A	18,38	18,79	18,35	18,32
	Conv. B	19,18	18,79	19,15	9,73
	Total	37,56	37,58	37,50	28,04
P_{chav} (W)	Conv. A	0,07	12,46	0,05	17,63
	Conv. B	24,95	12,49	24,86	21,10
	Total	25,02	24,95	24,92	38,74
P_{tot} (W)	Conv. A	18,45	31,25	18,41	35,95
	Conv. B	44,13	31,28	44,01	30,83
	Total	62,58	62,53	62,42	66,78


 Figura 3.10 – Resultados de simulação. Correntes i_{gj} de regime permanente em cada configuração.

- (a) Correntes da configuração SCIT-1 com $\eta = 1$.
- (b) Correntes da configuração SCIT-2 com $\eta = 1$.
- (c) Correntes da configuração SCIT-3 com $\eta = 1$.
- (d) Correntes da configuração SCIT-1 com $\eta = 2$.

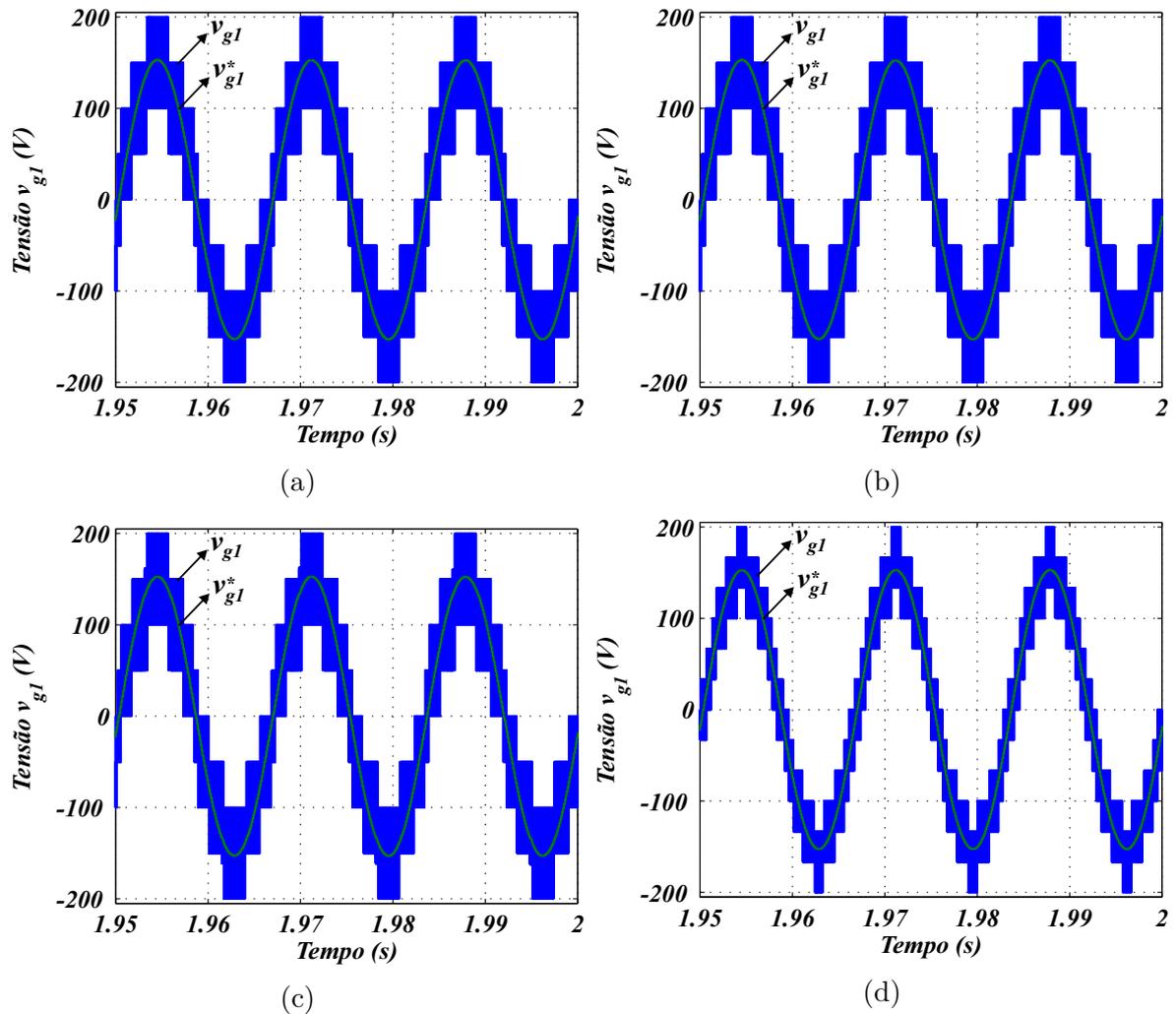


Figura 3.11 – Resultados de simulação. Tensão resultante v_{g1} de cada configuração.

- (a) Tensão da configuração SCIT-1 com $\eta = 1$.
- (b) Tensão da configuração SCIT-2 com $\eta = 1$.
- (c) Tensão da configuração SCIT-3 com $\eta = 1$.
- (d) Tensão da configuração SCIT-1 com $\eta = 2$.

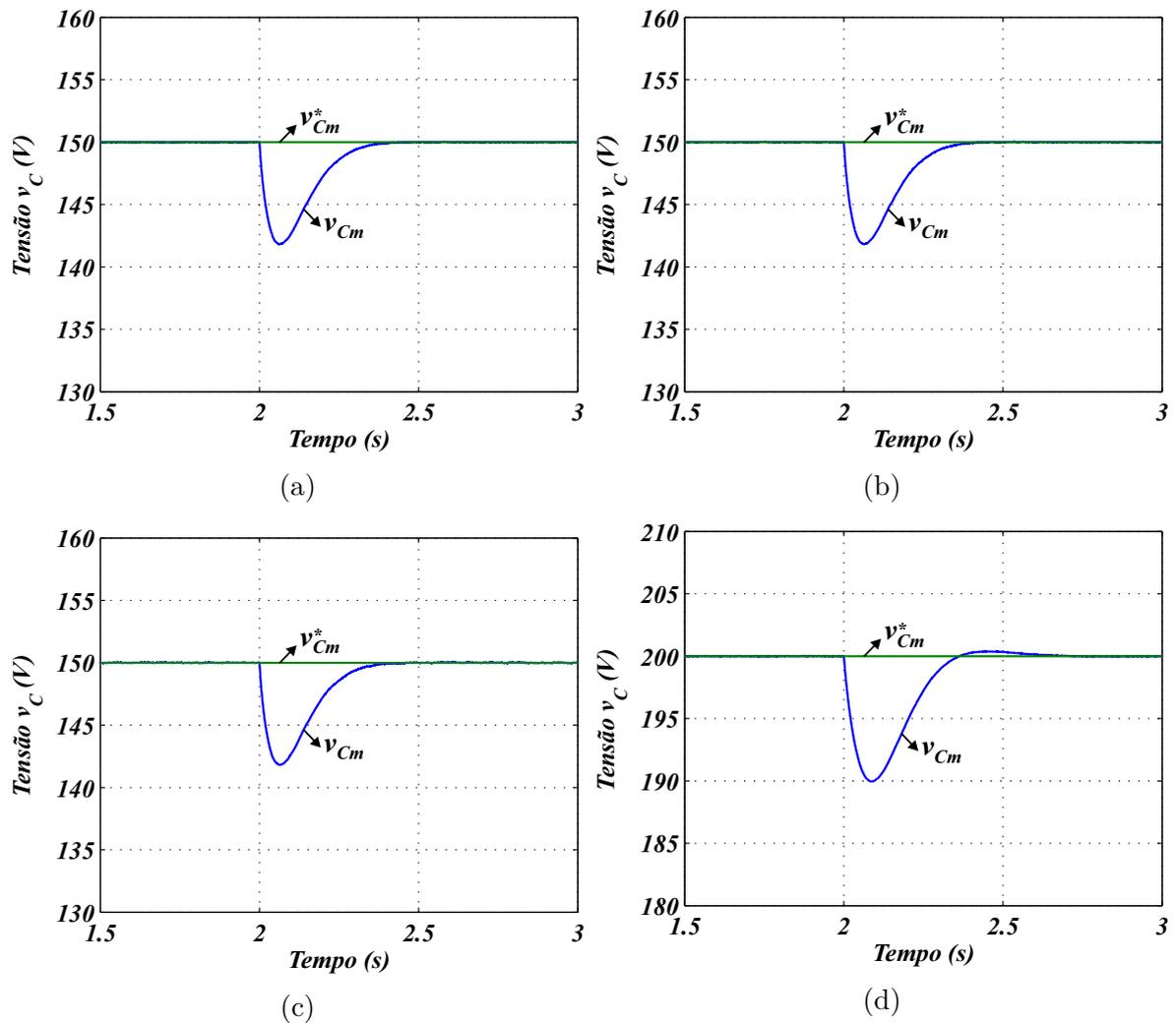


Figura 3.12 – Resultados de simulação. Tensão v_C dos barramentos de cada configuração durante o transitório de carga.

- (a) Tensão da configuração SCIT-1 com $\eta = 1$.
- (b) Tensão da configuração SCIT-2 com $\eta = 1$.
- (c) Tensão da configuração SCIT-3 com $\eta = 1$.
- (d) Tensão da configuração SCIT-1 com $\eta = 2$.

3.6 Resultados Experimentais

Os resultados experimentais são mostrados nas Figuras de 3.13 a 3.15 e foram obtidos com os seguintes parâmetros:

- Frequência das portadoras triangulares: $f_{\Delta} = 10$ kHz
- Tensão RMS de base por fase: $V_N = 110$ V
- Potência trifásica nominal de base: $P_N = 1,8$ kW
- Frequência elétrica da fonte AC: $f_g = 60$ Hz
- Amplitude das tensões e_{gj} : $E_g = 0,32$ p.u.
- Potência total trifásica da(s) carga(s): $P_{load} = 0,2$ p.u.
- Indutância dos indutores de acoplamento: $L_g = 7$ mH
- Capacitância do barramento DC: $C = 14100$ μ F
- Tensão de referência do barramento: $v_C^* = 50$ V

Os resultados referentes à configuração SCIT-2 não foram obtidos devido a limitações temporárias do laboratório, que ainda não possui bancadas com braços semicontrolados nem drivers que permitam simular um braço semicontrolado a partir de um braço controlado, uma vez que o chaveamento complementar de um braço controlado é feito de forma automática por meio de um circuito lógico externo. Além disso, os resultados para a configuração SCIT-3 não foram obtidos devido a limitações de disponibilidade de tempo para utilização da bancada na ocasião dos experimentos.

Na Figura 3.13 pode-se observar as correntes i_{gj} em regime permanente durante 6 ciclos. Elas estão estáveis e devidamente controladas. Já na Figura 3.14 pode-se observar a tensão v_{g1} em regime permanente. Percebe-se que para $\eta = 1$ a tensão possui 9 níveis, enquanto para $\eta = 2$ ela apresenta 13 níveis, comprovando o que foi discutido na seção 3.5.

Na Figura 3.15 é mostrada a tensão no barramento DC durante dois transitórios, primeiro durante uma diminuição na potência da carga de 1 p.u. para 0,7 p.u., e depois durante um aumento de 0,7 p.u. para 1 p.u.. Em ambos os casos pode-se observar o funcionamento adequado do sistema de controle. No primeiro transitório ocorre uma sobretensão de aproximadamente 13% para $\eta = 1$ e $\eta = 2$, enquanto no segundo transitório há um afundamento da tensão de aproximadamente 15% para $\eta = 1$ e de 10% para $\eta = 2$. O afundamento menor para $\eta = 2$ se deve ao fato de que neste caso o retificador operou

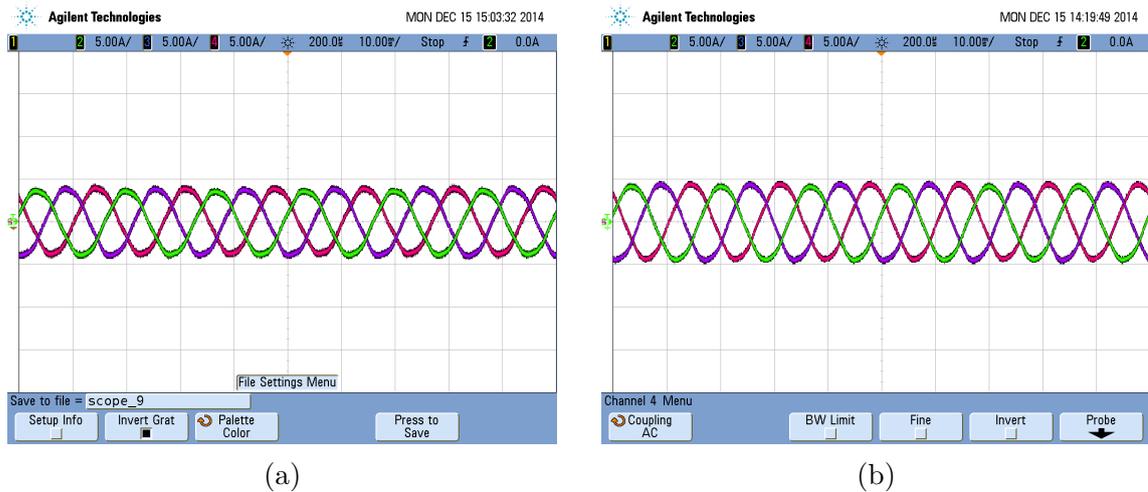


Figura 3.13 – Resultados experimentais. Correntes i_{gj} em regime permanente da configuração SCIT-1.

(a) Correntes para $\eta = 1$. (b) Correntes para $\eta = 2$.

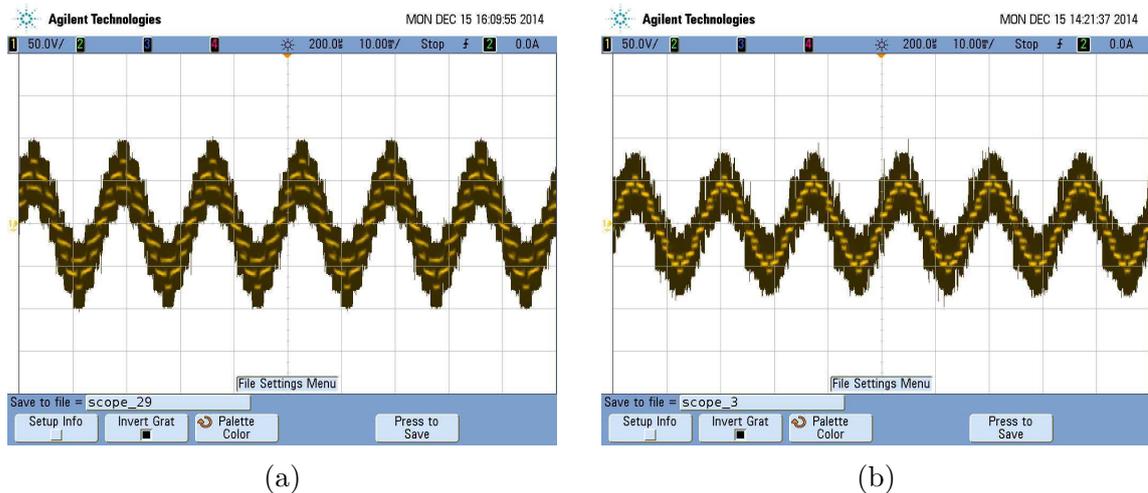


Figura 3.14 – Resultados experimentais. Tensões v_{g1} em regime permanente da configuração SCIT-1.

(a) Tensão para $\eta = 1$. (b) Tensão para $\eta = 2$.

com um índice de modulação maior, de modo que houve uma saturação da tensão v_{g1} durante o transitório, limitando a redução da tensão do barramento DC.

A alta capacitância nos experimentos foi necessária devido às limitações da bancada experimental utilizada. Nela, cada braço do conversor é soldado em um capacitor de $4700 \mu\text{F}$, de modo que para fazer a montagem foi necessário colocar três desses capacitores em paralelo, chegando ao valor final de $14100 \mu\text{F}$.

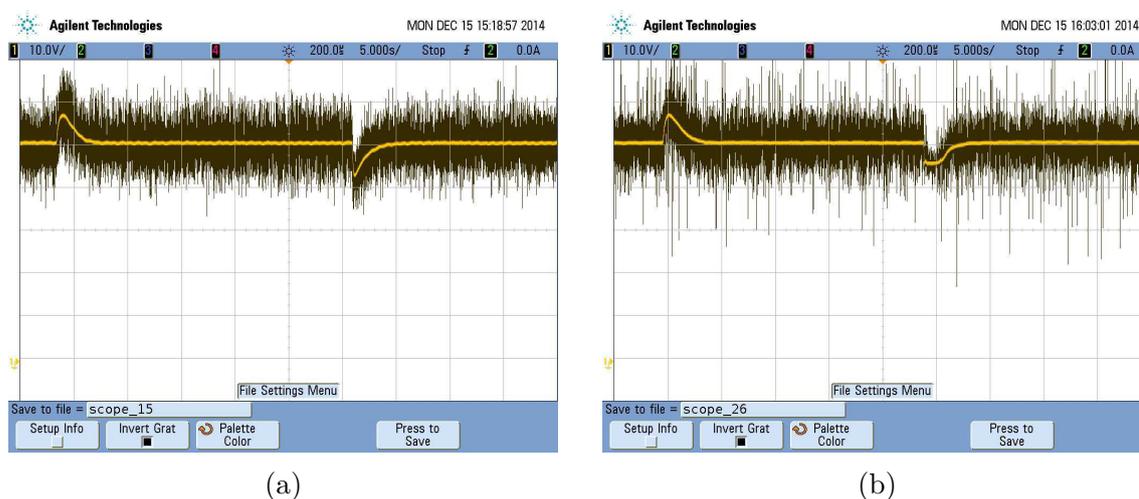


Figura 3.15 – Resultados experimentais. Tensão no barramento DC da configuração SCIT-1 durante o transitório de carga.

- (a) Tensão para $\eta = 1$.
- (b) Tensão para $\eta = 2$.

3.7 Conclusão

Neste capítulo foram apresentadas as três topologias do grupo SCIT, todas com apenas um barramento DC. Sobre essas topologias foram apresentados os modelos, as técnicas PWM e as estratégias de controle. O PWM foi baseado na técnica LSPWM, e dois casos foram apresentados, o LSPWM de 3 níveis, quando $\eta = 1$, e o LSPWM de 4 níveis, quando $\eta = 2$. O primeiro caso é válido para todas as configurações, enquanto o segundo caso só é válido para a configuração SCIT-1. A estratégia de controle foi a mesma para todos os casos, de modo que todas as configurações empregaram um controle em cascata, no qual a malha interna é relacionada ao controle das correntes i_{gj} e a malha externa é relacionada ao controle da tensão v_C .

Além disso, foram apresentados resultados de simulação para todas as configurações, e experimentais para a configuração SCIT-1, tanto para $\eta = 1$ como para $\eta = 2$. As principais análises e comparações foram feitas com base nos resultados de simulação, a partir dos quais pôde-se concluir que as configurações do grupo SCIT-1 e SCIT-2 apresentaram melhor desempenho em termos de THD e WTHD, sobretudo quando se emprega o LSPWM de 4 níveis na topologia SCIT-1. No entanto, ao se utilizar o LSPWM de 4 níveis percebe-se um aumento nas perdas totais por chaveamento devido à necessidade de se elevar a tensão v_C para manter o mesmo índice de modulação das outras configurações. Os resultados experimentais serviram para demonstrar a aplicabilidade das configurações estudadas.

4 Topologias com duas pontes H em série por fase

4.1 Introdução

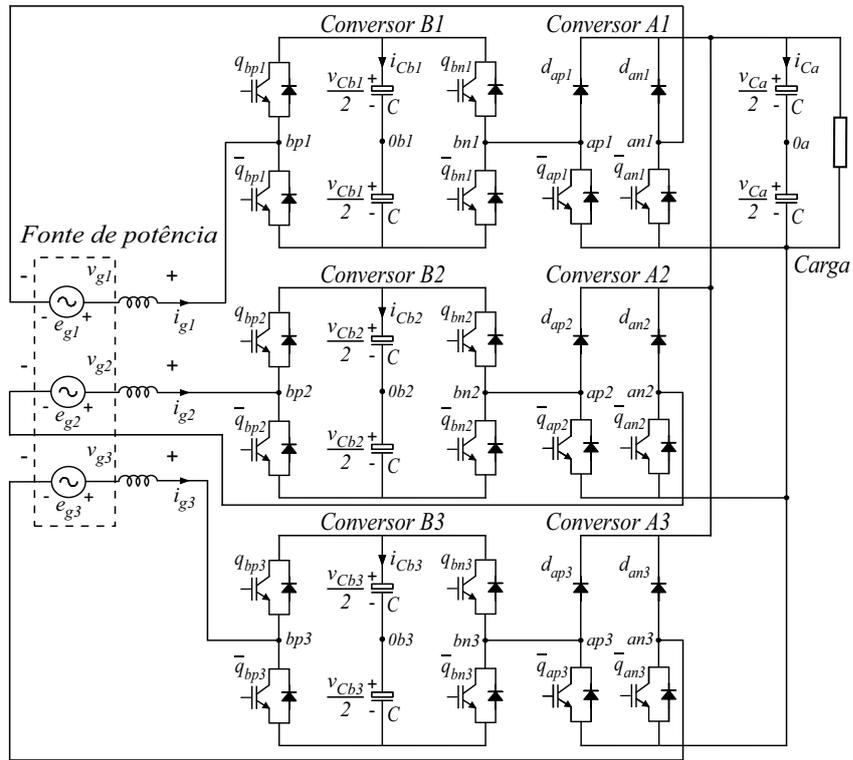
Neste capítulo são apresentados três grupos de topologias baseadas em pontes H em cascata, cada grupo com duas configurações unidirecionais. Elas podem ser vistas nas Figuras de 4.1 a 4.3, e são todas compostas por duas pontes H em série por fase, dentre as quais uma é uma ponte H unidirecional de tensão mais alta, com duas chaves controladas (IGBTs) e dois diodos de potência, enquanto a outra é uma ponte H de tensão mais baixa, com quatro chaves controladas e um capacitor flutuante. Deste modo, cada estrutura retificadora proposta possui no total 6 pontes H, com 6 diodos de potência e 18 chaves IGBT. Considerando que daqui em diante tem-se $j = 1, 2$ ou 3 , para a fase j essas pontes H são chamadas de conversor A_j , que é a ponte de tensão mais alta, e conversor B_j , que é a ponte de tensão mais baixa. Os conversores A_j são responsáveis por processar a potência ativa, enquanto os conversores B_j devem ter potência média nula em regime permanente. Todas as configurações são apresentadas neste capítulo como topologias propostas.

Os três grupos de topologias são classificados conforme o número e a condição de isolamento dos barramentos DC acoplados às cargas. No primeiro grupo, mostrado na Figura 4.1 e denominado SHB1DC (*Series H-Bridges with 1 DC-link*), é fornecido apenas um *link* DC conectado a todos os conversores A_j . No segundo grupo, mostrado na Figura 4.2 e denominado SHB3DCi (*Series H-Bridges with 3 isolated DC-links*), são fornecidos três *links* DC isolados, i.e., as três fases do sistema são isoladas umas em relação às outras. No último grupo, mostrado na Figura 4.3 e denominado SHB3DCn (*Series H-Bridges with 3 non-isolated DC-links*), também são fornecidos três *links* DC, mas eles são não-isolados, i.e., as três fases do sistema são conectadas por meio dos neutros da fonte AC e dos conversores A_j .

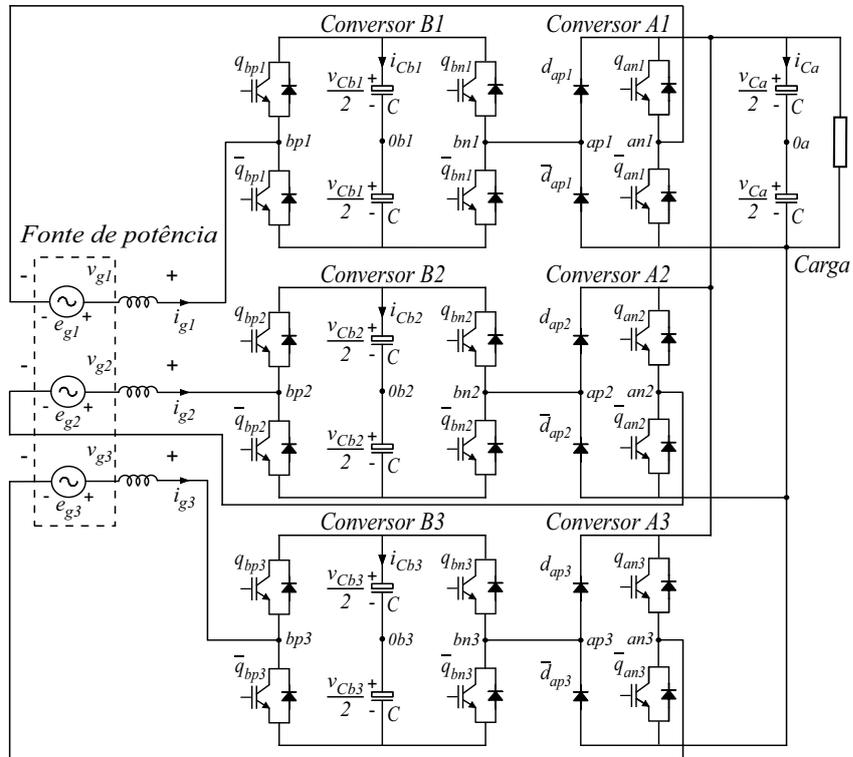
No que diz respeito à composição dos braços dos conversores A_j , para cada grupo de topologias descrito, dois casos são considerados. Em um deles os conversores A_j são compostos por dois braços semicontrolados, i.e., com um diodo de potência e uma chave controlada (IGBT). No outro caso, estes conversores são compostos por um braço controlado, i.e., formado apenas por chaves controladas, e um braço não-controlado, i.e., composto apenas por diodos de potência. Com isto, um total de seis configurações distintas devem ser analisadas. Em todas elas os conversores B_j são compostos por dois braços controlados. Um transformador trifásico de entrada, além de três indutores de acopla-

mento (que funcionam também como filtros de corrente) também são necessários em cada configuração.

Comparativamente a outras topologias assimétricas formadas por duas pontes H em cascata, as topologias propostas possuem menos chaves controladas nas pontes H de tensão mais alta, o que contribui para a redução dos custos de aquisição dos dispositivos.



(a)



(b)

Figura 4.1 – Configurações SHB1DC, retificando para um único barramento DC.
 (a) Configuração SHB1DC-1. (b) Configuração SHB1DC-2.

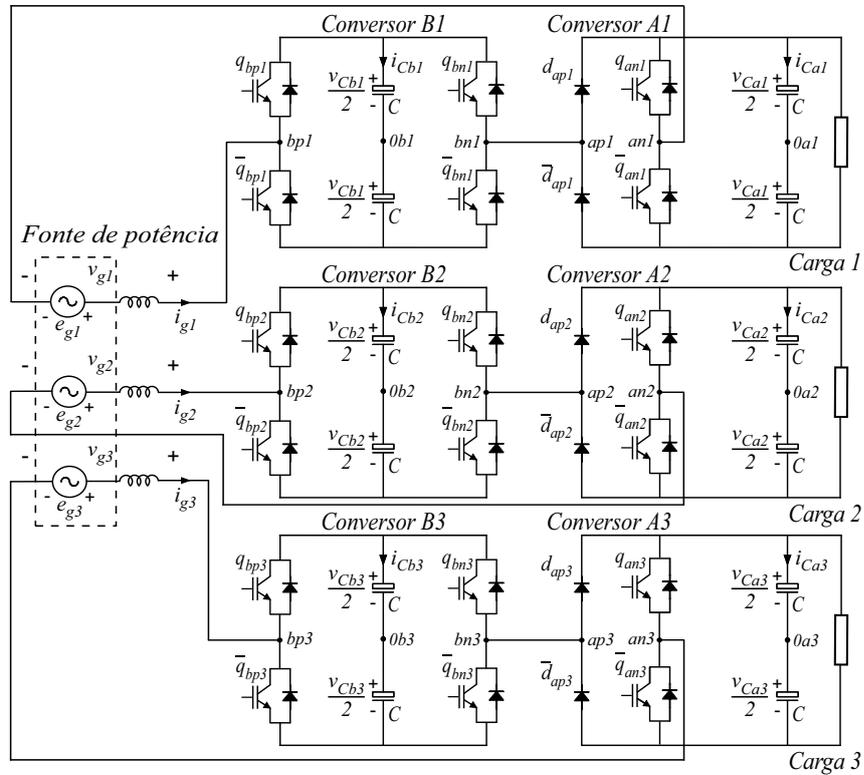
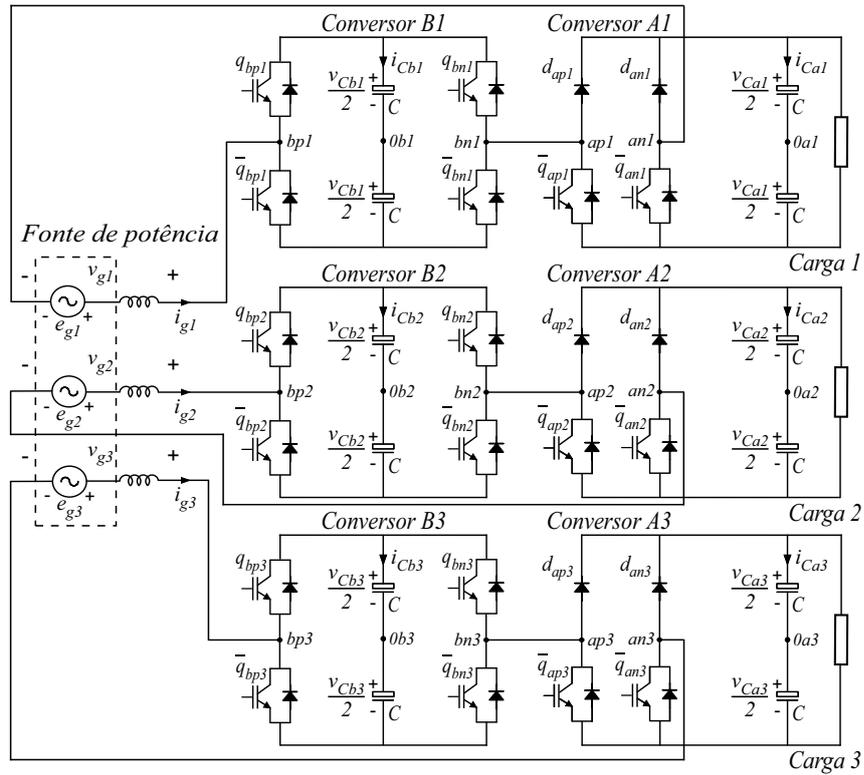
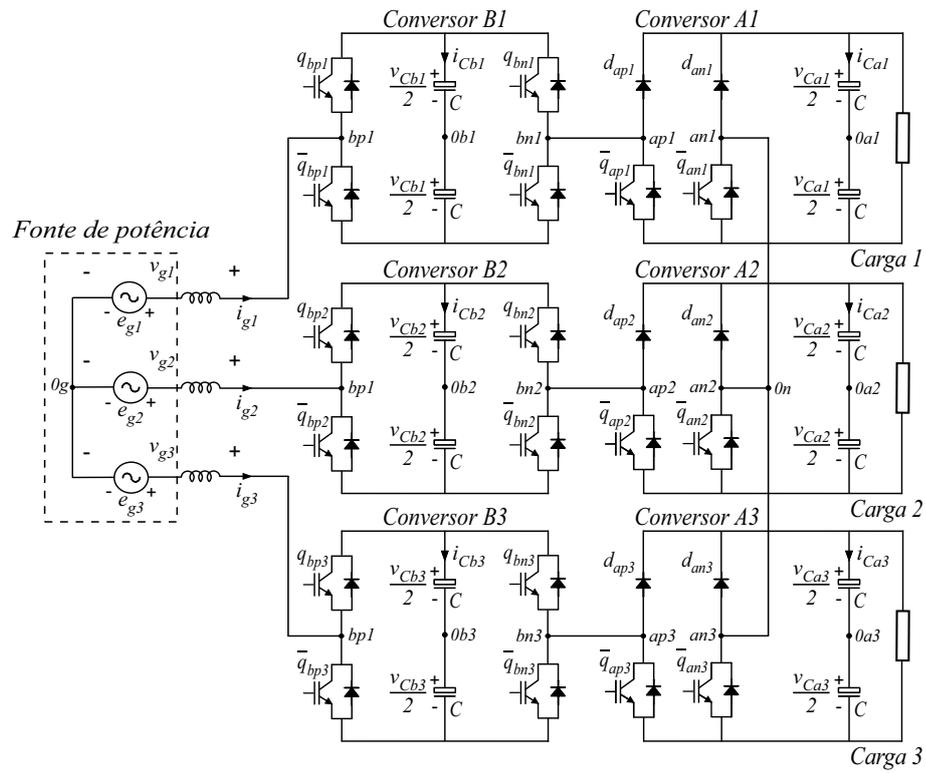
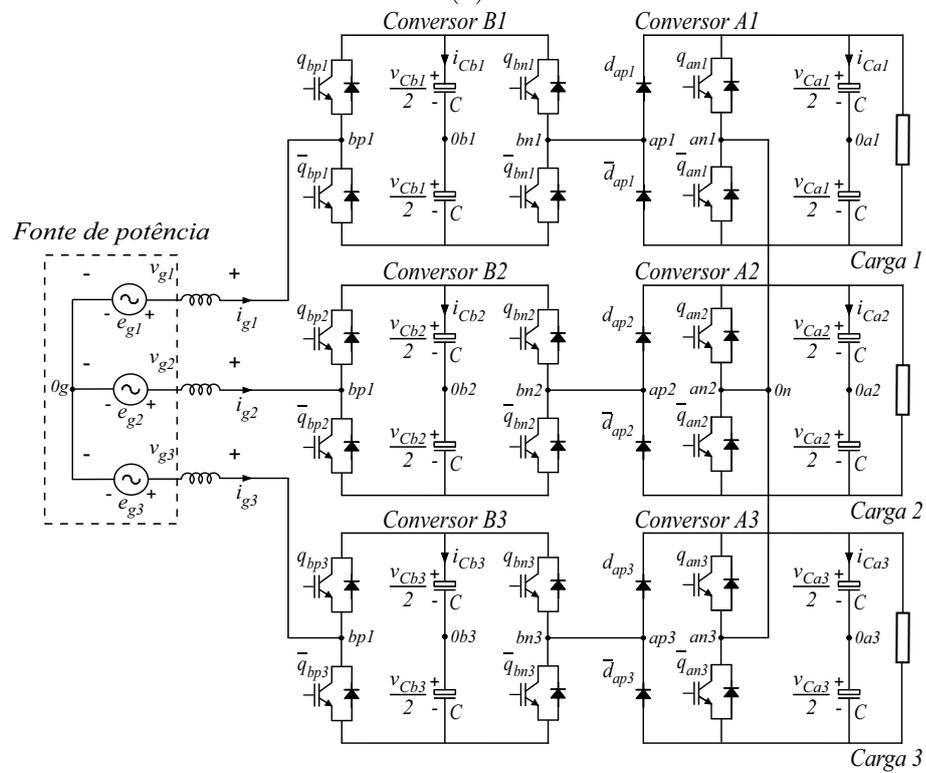


Figura 4.2 – Configurações SHB3DCi, retificando para três barramentos DC isolados.
 (a) Configuração SHB3DCi-1. (b) Configuração SHB3DCi-2.



(a)



(b)

Figura 4.3 – Configurações SHB3DCn, retificando para três barramentos DC não isolados.
 (a) Configuração SHB3DCn-1. (b) Configuração SHB3DCn-2.

4.2 Modelo do Sistema

A modelagem é desenvolvida de forma simultânea para todas as topologias, considerando um modelo para as configurações SHB1DC e SHB3DCi, e um outro para as configurações SHB3DCn. A fonte AC é modelada como uma fonte de tensão trifásica ideal, cujas tensões são denotadas por e_{gj} . Assim, a equação dinâmica mostrada em (4.1) é válida para todas as topologias. As tensões resultantes v_{grj} são definidas por (4.2) e também são válidas para todas as configurações. Já as tensões de saída v_{gj} são dadas por (4.3) para as topologias SHB1DC e SHB3DCi, e por (4.4) para as topologias SHB3DCn.

$$L_g \frac{di_{gj}}{dt} = e_{gj} - R_g i_{gj} - v_{gj} \quad (4.1)$$

$$v_{grj} = v_{apj0a} - v_{anj0a} + v_{bpj0b} - v_{bnj0b} \quad (4.2)$$

$$v_{gj} = v_{grj} \quad (4.3)$$

$$v_{gj} = v_{grj} - v_{0g0a} \quad (4.4)$$

onde v_{apj0a} e v_{anj0a} são respectivamente as tensões de polo positiva e negativa dos conversores Aj , v_{bpj0b} e v_{bnj0b} são respectivamente as tensões de polo positiva e negativa dos conversores Bj , v_{grj} são as tensões resultantes da soma das tensões de polo, e v_{gj} são as tensões AC produzidas pelos conversores e aplicadas à associação em série da fonte AC com os indutores de acoplamento L_g . Além disso, i_{gj} são as correntes fornecidas pela fonte AC, L_g é a indutância dos indutores de acoplamento, e R_g é a resistência interna destes indutores. A tensão v_{0g0a} existe somente na configuração SHB3DCn e é a tensão de neutro entre os pontos $0g$ (o neutro da fonte AC) e $0a$ (o neutro comum aos conversores Aj), e é dada por (4.5).

$$v_{0g0a} = \frac{1}{3} \sum_{j=1}^3 (v_{apj0a} - v_{anj0a} + v_{bpj0b} - v_{bnj0b}). \quad (4.5)$$

Na Figura 4.4 são mostrados os circuitos equivalentes de cada topologia, o que atende ao propósito de facilitar o entendimento do modelo, permitindo visualizar como as variáveis elétricas se relacionam. Nestes modelos, é assumido que todos os sistemas são balanceados, i.e., $e_{g1} + e_{g2} + e_{g3} = 0$ e $i_{g1} + i_{g2} + i_{g3} = 0$. Isto ocorre tanto naturalmente pela configuração dos circuitos, como por imposição do sistema de controle, que será discutido mais adiante.

As tensões de polo são dadas em função dos estados de chave/diodos segundo (4.6). Os braços controlados são compostos pelas chaves superiores q_{anj} , q_{bpj} e q_{bnj} , e pelas chaves complementares inferiores \bar{q}_{anj} , \bar{q}_{bpj} e \bar{q}_{bnj} . Os braços semicontrolados são

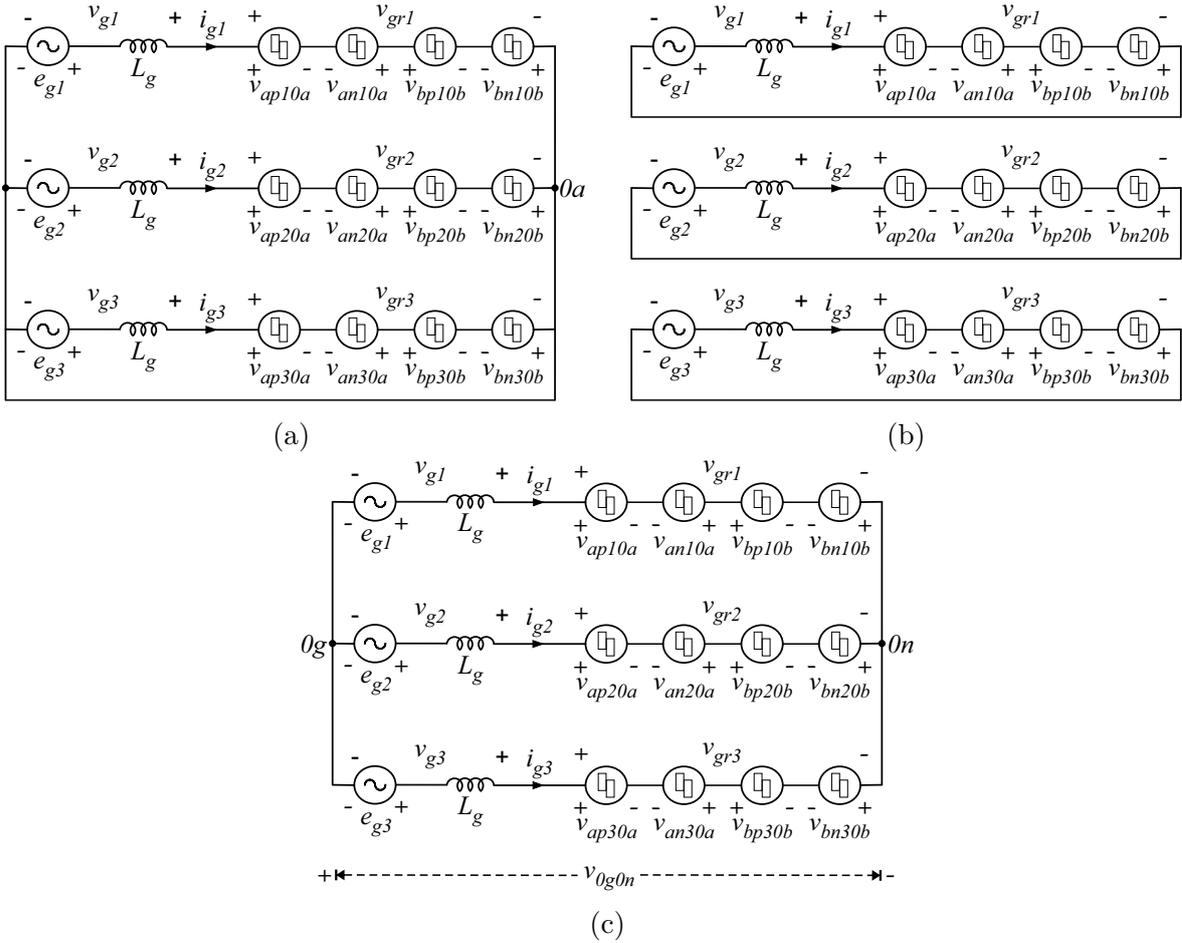


Figura 4.4 – Circuitos equivalentes das topologias com pontes H em cascata.

- (a) Circuito equivalente das topologias SHB1DC.
- (b) Circuito equivalente das topologias SHB3DCi.
- (c) Circuito equivalente das topologias SHB3DCn.

formados pelos diodos superiores d_{apj} e d_{anj} , e pelas chaves complementares inferiores \bar{q}_{apj} , \bar{q}_{anj} . Já os braços não-controlados são formados pelos diodos superiores d_{apj} , e pelos diodos complementares inferiores \bar{d}_{apj} .

Então, as definições em (4.6) são válidas para todas as topologias, considerando que $q_{apj} = d_{apj}$ e que $q_{anj} = d_{anj}$ quando forem utilizados braços não-controlados ou semicontrolados nos conversores A_j . Além disso, para a configuração SHB1DC é considerado que $v_{Caj} = v_{Ca}$. Os estados de chaves/diodos são valores binários, de forma que $q = 1$ indica que a chave/diodo referido está em condução, enquanto $q = 0$ indica que o componente está em bloqueio.

$$\begin{aligned}
 v_{apj0a} &= \frac{v_{Caj}}{2}(2q_{apj} - 1), & v_{anj0a} &= \frac{v_{Caj}}{2}(2q_{anj} - 1), \\
 v_{bpj0b} &= \frac{v_{Cbj}}{2}(2q_{bpj} - 1), & v_{bnj0b} &= \frac{v_{Cbj}}{2}(2q_{bnj} - 1).
 \end{aligned} \tag{4.6}$$

4.3 Técnica PWM

A técnica PWM de escolha é o LSPWM, da mesma forma como nos capítulos anteriores. Para o grupo de topologias deste capítulo, a tensão v_{Cm} e a referência v_{Cm}^* são dadas por (4.7).

$$v_{Cm} = v_{Ca} + v_{Cb}, \quad v_{Cm}^* = v_{Ca}^* + v_{Cb}^* \quad (4.7)$$

onde $v_{Ca} = (v_{Ca1} + v_{Ca2} + v_{Ca3})/3$ e $v_{Ca}^* = v_{Ca1}^* = v_{Ca2}^* = v_{Ca3}^*$ para as topologias SHB3DCi e SHB3DCn. Além disso, $v_{Cb} = (v_{Cb1} + v_{Cb2} + v_{Cb3})/3$ e $v_{Cb}^* = v_{Cb1}^* = v_{Cb2}^* = v_{Cb3}^*$ para todas as topologias.

A técnica LSPWM aplicada nas configurações apresentadas baseia-se na utilização ótima das tensões v_{grj} , i.e., essas tensões devem ter tantos níveis distintos quantos forem possíveis, e eles devem ser aplicados para produzir um valor médio igual a v_{grj}^* de forma a minimizar a variação de tensão. Por consequência, a utilização ótima de v_{grj} também permite a otimização das respectivas tensões v_{gj} geradas, diminuindo a distorção harmônica de alta frequência das correntes i_{gj} .

Então, considerando o caso geral no qual v_{grj} tem n_{lvl} níveis distribuídos uniformemente, devem existir $n_{lvl} - 1$ portadoras triangulares deslocadas em nível com a mesma frequência f_{Δ} , cujas amplitudes de pico-a-pico são dadas por (4.8). Assim, considerando $k = \{1, 2, \dots, n_{lvl} - 1\}$, a k -ésima portadora deve ser deslocada em nível de $V_{DC\Delta k}$ em relação à origem, valor que pode ser calculado por (4.9). Estas portadoras são denotadas por $v_{\Delta k}$, e cada uma delas define um setor, chamado setor k , dentro dos quais as respectivas portadoras estão completamente contidas, e que não se sobrepõem.

$$\Delta_{lvl} = 2v_{Cm}/(n_{lvl} - 1) \quad (4.8)$$

$$V_{DC\Delta k} = (n_{lvl} - 2k)V_{\Delta pp}/2. \quad (4.9)$$

Se as definições descritas forem aplicadas corretamente, os setores definidos pelas portadoras serão sempre delimitados por dois níveis adjacentes de v_{grj} . Assim, considerando o setor k , o maior e o menor destes dois valores são denotados por V_{TOPk} e V_{BOTk} respectivamente. Então, a referência v_{grj}^* contida no setor k deve ser comparada com a portadora $v_{\Delta k}$, gerando estados de chaveamento $(q_{apj}, q_{anj}, q_{bpj}, q_{bnj})$ de modo que as relações em (4.10) sejam respeitadas. Se isto for feito dentro de todos os setores em que a referência v_{grj}^* estiver localizada, a utilização ótima de v_{grj} é garantida.

$$v_{grj} = \begin{cases} V_{TOPk}, & \text{if } v_{grj}^* \geq v_{\Delta k} \\ V_{BOTk}, & \text{if } v_{grj}^* < v_{\Delta k}. \end{cases} \quad (4.10)$$

A solução do LSPWM é encontrada uma vez que as referências v_{grj}^* são calculadas e os estados de chaves $(q_{apj}, q_{anj}, q_{bpj}, q_{bnj})$ que produzem V_{TOPk} e V_{BOTk} são definidos dentro

de cada setor. Para isto, apenas as referências v_{gj}^* são fornecidas. Então, as referências v_{grj}^* são definidas por (4.11) para as configurações SHB1DC e SHB3DCi, e por (4.12) para a configuração SHB3DCn.

$$v_{grj}^* = v_{gj}^* \quad (4.11)$$

$$v_{grj}^* = v_{gj}^* + v_{0g0a}^*. \quad (4.12)$$

Uma vez que as referências v_{gj}^* são fornecidas, as referências v_{grj}^* já estão automaticamente determinadas para as topologias SHB1DC e SHB3DCi, mas para as topologias SHB3DCn ainda é necessário definir a tensão de referência v_{0g0a}^* . A escolha de v_{0g0a}^* é livre, uma vez que se respeite os limites impostos pelas tensões dos barramentos DC, i.e., v_{0g0a}^* deve ser escolhida de modo que $-v_{Cm}^* \leq v_{grj}^* \leq v_{Cm}^*$. Então, para normalizar a escolha de v_{0g0a}^* entre seus valores mínimo e máximo, a variável auxiliar μ_{0g0a} é definida tal que $0 \leq \mu_{0g0a} \leq 1$, de modo que v_{0g0a}^* possa ser calculada por (4.15), considerando as definições em (4.13) e (4.14).

$$v_{0g0amin}^* = -v_{Cm}^* - \min\{v_{g1}^*, v_{g2}^*, v_{g3}^*\} \quad (4.13)$$

$$v_{0g0amax}^* = v_{Cm}^* - \max\{v_{g1}^*, v_{g2}^*, v_{g3}^*\} \quad (4.14)$$

$$v_{0g0a}^* = \mu_{0g0a} v_{0g0amax}^* + (1 - \mu_{0g0a}) v_{0g0amin}^*. \quad (4.15)$$

Para maximizar o número de níveis fornecidos por v_{grj} , é necessário estabelecer uma relação particular entre as tensões v_{Ca} e v_{Cb} . Então, foi verificado que para $v_{Ca} = 3v_{Cb}$ é possível gerar 9 níveis distintos e uniformemente distribuídos entre $-v_{Cm}$ e v_{Cm} , que é o número máximo para todas as topologias apresentadas neste capítulo. Isto significa que, com $n_{lvl} = 9$, o LSPWM será composto por 8 portadoras deslocadas em nível que definem 8 setores. Na Figura 4.5, este caso particular de LSPWM, denominado LSPWM de 9 níveis padrão, é representado. Na figura são mostrados a disposição das portadoras, os setores correspondentes e todos os níveis possíveis de v_{grj} . Para as topologias SHB1DC-1, SHB3DCi-1 e SHB3DCn-1, o estado x deve ser sempre $x = 0$. Para as topologias SHB1DC-2, SHB3DCi-2 e SHB3DCn-2, o estado x deve ser $x = 1$ se $i_{gj} \geq 0$ e $x = 0$ se $i_{gj} < 0$. Para todas as topologias a escolha de y é indiferente, i.e., $y = \{0, 1\}$.

As descrições e definições feitas até então basicamente resolvem o caso padrão do LSPWM de 9 níveis para as topologias apresentadas. No entanto, somente o LSPWM de 9 níveis não é suficiente para prover ao sistema de controle a ação de controle necessária para estabelecer a relação especificada entre v_{Ca} e v_{Cb} , i.e., o LSPWM de 9 níveis padrão não oferece graus de liberdade que permitem variar as potências médias dos conversores Bj , o que é necessário para zerá-las em regime permanente e manter as tensões v_{Cb_j} no valor de referência. Então, variações do LSPWM de 9 níveis padrão devem ser desenvolvidas.

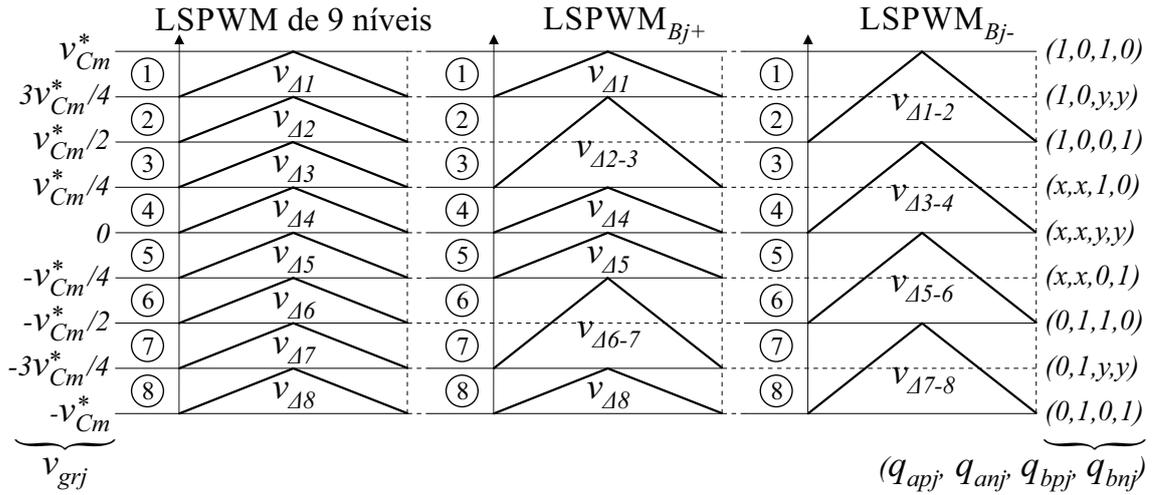


Figura 4.5 – Distribuição das portadoras, setores correspondentes e níveis de v_{grj} para o LSPWM de 9 níveis padrão, para o LSPWM $_{Bj+}$ e para o LSPWM $_{Bj-}$.

4.3.1 Variações do LSPWM de 9 níveis

Se for considerado $i_{gj} \geq 0$, o estado de chaveamento $(q_{bpj}, q_{bnj}) = (1, 0)$ do conversor Bj o faz absorver potência, enquanto o estado $(q_{bpj}, q_{bnj}) = (0, 1)$ o faz ceder potência. Isto faz com que os capacitores flutuantes sejam respectivamente carregados e descarregados, fazendo com que as tensões v_{Cbj} aumentem e diminuam, também respectivamente. O caso complementar, para $i_{gj} < 0$, também é válido, o que permite a construção da Tabela 4.1, onde o sinal “+” significa que v_{Cbj} é carregado ao se aplicar os estados correspondentes, enquanto o sinal “-” significa que v_{Cbj} é descarregado.

Tabela 4.1 – Relações de carga/descarga das tensões v_{Cbj} em função dos estados de comutação (q_{bpj}, q_{bnj}) dos conversores Bj e do sinal das correntes i_{gj} .

$(q_{bpj}, q_{bnj}) : i_{gj}$	v_{Cbj}
$(1,0) : i_{gj} > 0$	+
$(1,0) : i_{gj} < 0$	-
$(0,1) : i_{gj} > 0$	-
$(0,1) : i_{gj} < 0$	+

Então, duas variações do LSPWM de 9 níveis padrão podem ser definidas, denominadas LSPWM $_{Bj+}$ e LSPWM $_{Bj-}$. No LSPWM $_{Bj+}$, os setores 2 e 3 são combinados, assim como também são os setores 6 e 7, formando respectivamente os setores 2-3 e 6-7. Isto maximiza o efeito de carga das tensões v_{Cbj} , uma vez que elimina os estados $(q_{apj}, q_{anj}, q_{bpj}, q_{bnj}) = (1, 0, 0, 1)$ e $(q_{apj}, q_{anj}, q_{bpj}, q_{bnj}) = (0, 1, 1, 0)$, que são estados de descarga em relação a v_{Cbj} , considerando que as tensões v_{gj} e v_{grj} estejam em fase com as correntes i_{gj} . No LSPWM $_{Bj-}$, os setores 1 e 2, 3 e 4, 5 e 6, e 7 e 8 são combinados, formando os setores 1-2, 3-4, 5-6 e 7-8 respectivamente, o que maximiza o efeito dos estados de descarga.

A distribuição de níveis, de portadoras e os setores desses LSPWM são mostrados

na Figura 4.5. Quando quaisquer dois setores adjacentes são combinados, a portadora correspondente ao setor resultante tem duas vezes a amplitude das portadoras originais. Isto significa que uma portadora $v_{\Delta_{k-l}}$ ($l = \{2, \dots, n_{lv} - 1\}$, $l > k$), resultante da combinação dos setores k e l , tem uma amplitude igual a $\Delta_{lv} = 4v_{Cm}/(n_{lv} - 1)$ e é deslocada em relação à origem de $(n_{lv} - k - l)\Delta_{lv}/2$, como visto na Figura 4.5.

Então, definindo duas variáveis binárias $load_{vCb_j}$ e $unload_{vCb_j}$, o sistema de PWM deve escolher entre o LSPWM de 9 níveis padrão ou uma de suas variações de acordo com (4.16).

$$\text{LSPWM} = \begin{cases} \text{LSPWM de 9 níveis padrão, se } (load_{vCb_j}, unload_{vCb_j}) = (0, 0) \\ \text{LSPWM}_{B_j^+}, \text{ se } (load_{vCb_j}, unload_{vCb_j}) = (1, 0) \\ \text{LSPWM}_{B_j^-}, \text{ se } (load_{vCb_j}, unload_{vCb_j}) = (0, 1). \end{cases} \quad (4.16)$$

4.3.2 LSPWM de 7 níveis

Uma outra opção para definir uma ação de controle que possibilite regular as tensões v_{Cb_j} é estabelecer uma distribuição não ótima de níveis para o LSPWM, de modo que as tensões v_{g_j} apresentem menos do que a quantidade máxima possível. Consequentemente, estados de comutação redundantes a mais são gerados pra alguns níveis, de modo que a seleção desses estados redundantes pode ser usada para carregar ou descarregar v_{Cb_j} .

Então, se for ajustada a relação de tensão $v_{Ca_j} = 2v_{Cb_j}$, 7 níveis diferentes e uniformemente distribuídos são gerados, de acordo com o diagrama mostrado na Figura 4.6. Pela figura, pode-se perceber que os níveis $v_{g_j} = v_{Cm}/3$ e $v_{g_j} = -v_{Cm}/3$ têm dois estados de comutação possíveis cada. Assim, se a mesma lógica mostrada na Tabela 4.1 for usada para a seleção desses estados, as redundâncias podem ser usadas para carregar ou descarregar as tensões v_{Cb_j} dentro dos setores 2, 3, 4 e 5.

Deste modo, usando as mesmas duas variáveis binárias $load_{vCb_j}$ e $unload_{vCb_j}$ já definidas para o LSPWM de 9 níveis, a seleção entre esses estados redundantes pode ser feita segundo (4.17) e (4.18).

- Se $v_{g_j} = v_{Cm}/3$:

$$(q_{ap_j}, q_{an_j}, q_{bp_j}, q_{bn_j}) = \begin{cases} (x, x, 1, 0), \text{ se } (load_{vCb_j}, unload_{vCb_j}) = (1, 0) \\ (1, 0, 0, 1), \text{ se } (load_{vCb_j}, unload_{vCb_j}) = (0, 1). \end{cases} \quad (4.17)$$

- Se $v_{g_j} = -v_{Cm}/3$:

$$(q_{ap_j}, q_{an_j}, q_{bp_j}, q_{bn_j}) = \begin{cases} (x, x, 0, 1), \text{ se } (load_{vCb_j}, unload_{vCb_j}) = (1, 0) \\ (0, 1, 1, 0), \text{ se } (load_{vCb_j}, unload_{vCb_j}) = (0, 1). \end{cases} \quad (4.18)$$

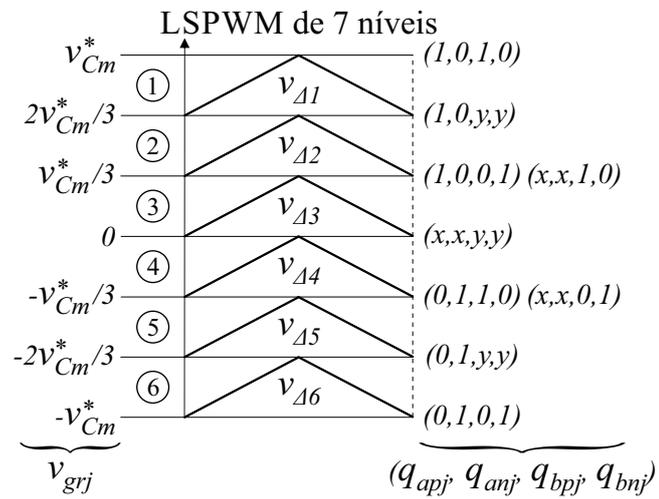


Figura 4.6 – Disposição das portadoras, setores correspondentes e níveis possíveis de v_{gj} para o LSPWM de 7 níveis.

4.4 Estratégia de Controle

Um sistema de controle é necessário em cada topologia para manter todas as tensões DC nos níveis requeridos. Então, dentro de uma margem de erro admissível devido às oscilações de regime permanente, deve ser garantido que $v_{Ca1} = v_{Ca2} = v_{Ca3} = v_{Ca}^*$ ($v_{Ca} = v_{Ca}^*$ para a configuração SHB1DC) e que $v_{Cb1} = v_{Cb2} = v_{Cb3} = v_{Cb}^*$, mesmo após transitórios de carga. Todas as topologias possuem sistemas de controle similares, permitindo a construção de três diagramas de controle bastante parecidos, mostrados na Figura 4.7, no final desta seção. Assim, a descrição dos sistemas de controle é geral, a menos que seja feito claro de outra forma.

A principal característica dos sistemas controle é que eles são estruturados em cascata, i.e., existe a malha interna correspondente ao controle das correntes i_{gj} , e a malha externa correspondente ao controle das tensões v_{Caj} (ou v_{Ca} para a configuração SHB1DC). Existem também três malhas paralelas correspondentes ao controle das tensões v_{Cbj} .

A malha externa contém o bloco R_{vCa} , que representa um controlador PI que regula as tensões DC dos barramentos dos conversores Aj , recebendo o sinal de erro $v_{Ca}^* - v_{Ca}$ e produzindo I_g^* como saída, que é a amplitude das correntes de referência i_{gj}^* . Essas referências são sincronizadas com as tensões v_{gj} no bloco PLL , garantindo o funcionamento adequado dos sistemas. O bloco PLL representa um PLL de potência, cujo modelo é descrito em [48].

A malha interna contém o bloco R_{igj} , que representa dois controladores PI ressonantes para as topologias SHB3DCn, e três para as outras topologias. Eles são capazes de controlar grandezas sinusoidais, e seus modelos são descritos em [49]. Nas topologias SHB3DCn, eles controlam as correntes i_{g1} e i_{g2} (i_{g3} é controlada por consequência), recebendo os sinais de erro $i_{g1}^* - i_{g1}$ e $i_{g2}^* - i_{g2}$, e produzindo v_{g1}^* e v_{g2}^* como saídas ($v_{g3}^* = -(v_{g1}^* + v_{g2}^*)$). Nas topologias SHB1DC e SHB3DCi, cada controlador é responsável por controlar uma das correntes i_{gj} correspondentes, produzindo as respectivas tensões de referência v_{gj}^* .

As malhas em paralelo contém um bloco $Hyst$ cada uma, que representa um controlador por histerese, responsável pela regulação das tensões v_{Cbj} . Ele recebe como entradas as medições das tensões v_{Cbj} e as referências v_{Cbj}^* . Então, cada tensão medida e sua respectiva referência são comparados, e dependendo dos limiares definidos o controlador irá comandar o sistema de PWM para carregar ou descarregar as tensões v_{Cbj} a partir da definição das duas variáveis binárias $load_{vCbj}$ e $unload_{vCbj}$.

Se o LSPWM de 9 níveis for empregado, essas variáveis são definidas de pelas regras em (4.19) ou em (4.20), dependendo do que acontece quando o LSPWM de 9 níveis padrão é utilizado. Assim, duas situações devem ser consideradas para a definição de três

limiares. Em uma delas, a aplicação do LSPWM de 9 níveis aumenta gradualmente as tensões v_{Cb_j} , então dois limiares inferiores e um superior devem ser definidos. Na outra situação, o LSPWM de 9 níveis diminui de modo gradual as tensões v_{Cb_j} , de modo que um limiar inferior e dois superiores devem ser definidos.

Se o LSPWM de 7 níveis for empregado, as variáveis $load_{v_{Cb_j}}$ e $unload_{v_{Cb_j}}$ são definidas pelas regras em (4.21). Para qualquer caso, deve-se considerar que os estados de $load_{v_{Cb_j}}$ e $unload_{v_{Cb_j}}$ são persistentes, i.e., se nenhuma das condições for atendida, os estados devem ser conservados de acordo com a última alteração feita. Também deve-se considerar que a condição seguinte tem precedência sobre as anteriores, de modo que a ordem na qual elas são listadas importa. A variável Δv_{Cb} é tal que $0 \leq \Delta v_{Cb} \leq 1$ e representa a variação relativa desejada das tensões v_{Cb_j} em torno das referências v_{Cb}^* .

- Se o LSPWM de 9 níveis carrega v_{Cb_j} :

$$(load_{v_{Cb_j}}, unload_{v_{Cb_j}}) = \begin{cases} (0, 1), & \text{se } v_{Cb_j} > (1 + \Delta v_{Cb})v_{Cb}^* \\ (0, 0), & \text{se } v_{Cb_j} < (1 - \Delta v_{Cb})v_{Cb}^* \\ (1, 0), & \text{se } v_{Cb_j} < (1 - 2\Delta v_{Cb})v_{Cb}^*. \end{cases} \quad (4.19)$$

- Se o LSPWM de 9 níveis descarrega v_{Cb_j} :

$$(load_{v_{Cb_j}}, unload_{v_{Cb_j}}) = \begin{cases} (1, 0), & \text{se } v_{Cb_j} < (1 - \Delta v_{Cb})v_{Cb}^* \\ (0, 0), & \text{se } v_{Cb_j} > (1 + \Delta v_{Cb})v_{Cb}^* \\ (0, 1), & \text{se } v_{Cb_j} > (1 + 2\Delta v_{Cb})v_{Cb}^*. \end{cases} \quad (4.20)$$

- Para o LSPWM de 7 níveis, quando $v_{gj} = v_{Cm}/3$ ou $v_{gj} = -v_{Cm}/3$:

$$(load_{v_{Cb_j}}, unload_{v_{Cb_j}}) = \begin{cases} (1, 0), & \text{se } v_{Cb_j} < (1 - \Delta v_{Cb})v_{Cb}^* \\ (0, 1), & \text{se } v_{Cb_j} > (1 + \Delta v_{Cb})v_{Cb}^*. \end{cases} \quad (4.21)$$

Em geral, o efeito que o LSPWM de 9 níveis padrão tem sobre as tensões v_{Cb_j} é função do índice de modulação do PWM. Então, para determinar qual das regras [(4.19) ou (4.20)] será usada pelo controlador por histerese, deve-se conhecer em torno de qual valor de índice o retificador irá operar, e se a estratégia de controle será eficaz dentro desse intervalo. Este tipo de estudo é feito por meio de simulações, mas geralmente o índice de modulação deve estar em torno de 0,8.

Uma análise similar deve ser feita se o LSPWM de 7 níveis for empregado. Uma vez que a ação de controle não tem efeito dentro dos setores 1 e 6 (ver Figura 4.6), o índice de modulação deve ser ajustado de tal modo que o carregamento dos capacitores flutuantes nesses setores possa ser compensado pelo sistema de controle nos outros setores. Geralmente este índice de modulação também está situado em torno de 0,8.

Uma vez que o LSPWM adequado for selecionado pelo controlador *Hyst* e as tensões de referência v_{gj}^* forem definidas pelos controladores R_{igj} , o PWM vai ser executado de acordo com as técnicas descritas na seção 4.3. Na topologia SHB3DCn, para satisfazer o PWM com todas as variáveis necessárias, ainda é preciso definir a variável auxiliar μ_{0g0a} . Uma vez que ela não interfere no sistema de controle, ela é ajustada para $\mu_{0b0a} = 0,5$, garantindo um perfil simétrico entre os semiciclos positivo e negativo das tensões de referência v_{grj}^* .

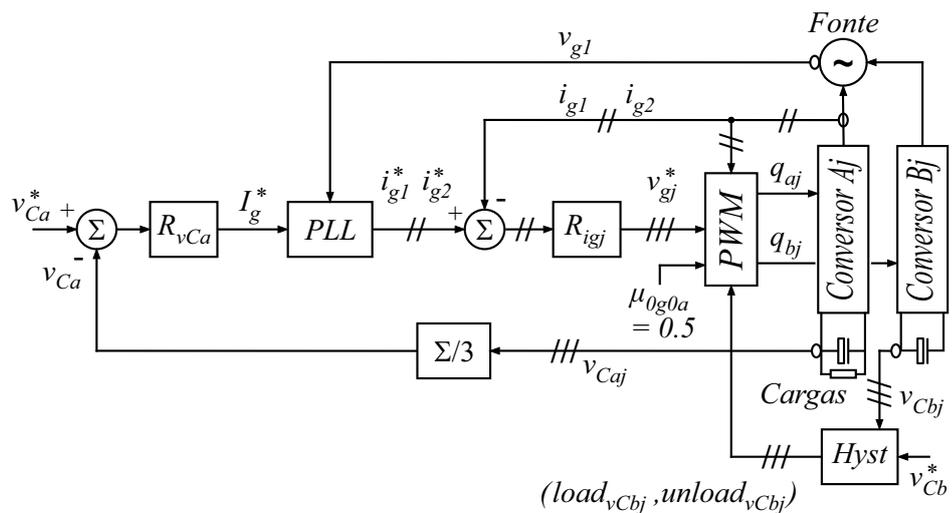
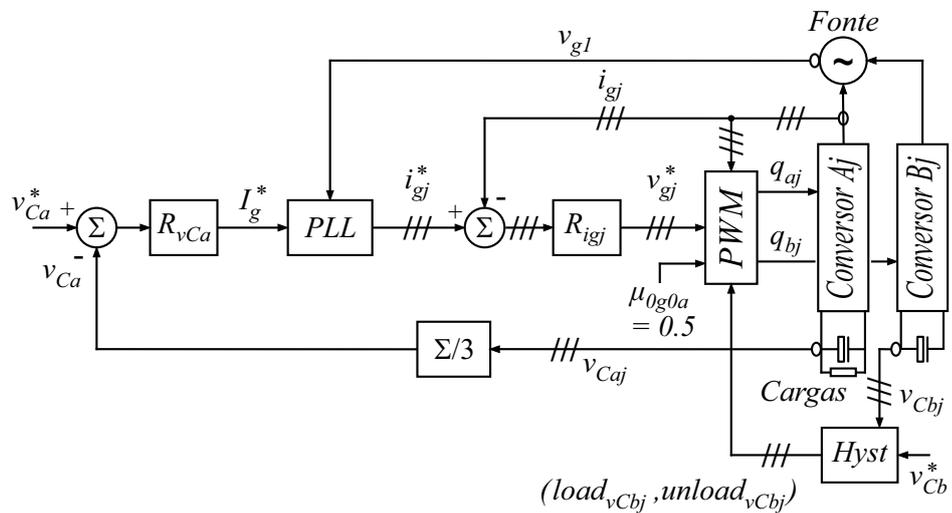
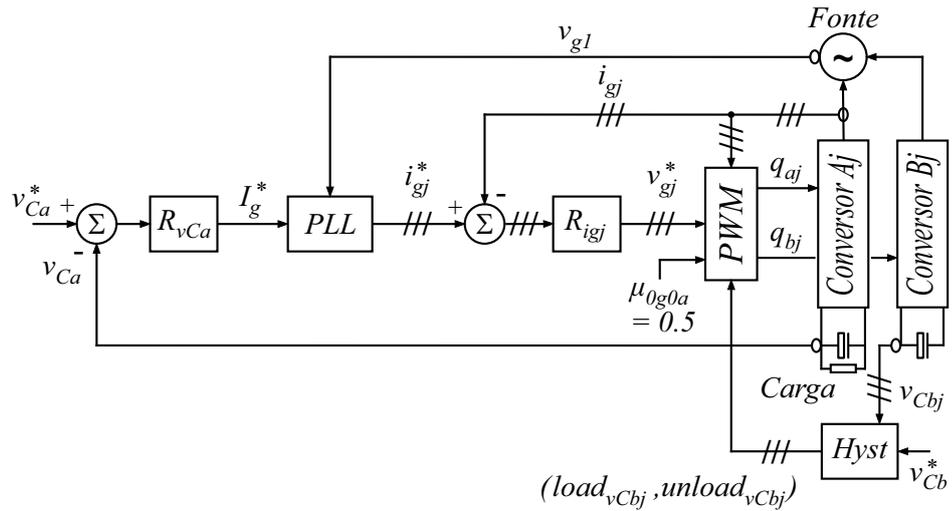


Figura 4.7 – Diagramas de controle para as configurações do grupo SHB. É considerado que $q_{aj} = (q_{apj}, q_{anj})$ e que $q_{bj} = (q_{bpj}, q_{bnj})$.
 (a) Diagrama para as configurações SHB1DC.
 (b) Diagrama de controle para as configurações SHB3DCi.
 (c) Diagrama de controle para as configurações SHB3DCn.

4.5 Resultados de Simulação

As simulações foram feitas para todas as topologias, considerando os seguintes parâmetros:

- Passo de cálculo: $h = 100$ ns
- Passo de cálculo do sistema de controle: $h_{disc} = 50$ μ s
- Frequência das portadoras deslocadas em nível: $f_{\Delta} = 10$ kHz
- Tensão de base RMS por fase: $V_N = 110$ V
- Potência total trifásica de base: $P_N = 1,8$ kW
- Frequência elétrica da fonte AC: $f_g = 60$ Hz
- Amplitude das tensões e_{gj} : $E_g = 1$ p.u.
- Potência total trifásica da(s) carga(s): $P_{load} = 1$ p.u.
- Reatância dos indutores de acoplamento: $X_g^{pu} = 0,131$ p.u. ($L_g = 7$ mH)
- Resistência interna dos indutores de acoplamento: $R_g^{pu} = 0,005$ p.u. ($R_g = 0,1$ Ω)
- Capacitância dos barramentos DC com carga e flutuantes: $C = 9400$ μ F
- Tensões de referência dos barramentos:
 - Para as topologias SHB1DC e SHB3DCi aplicando-se o LSPWM de 9 níveis: $v_{Ca}^* = 150$ V e $v_{Cb}^* = 50$ V
 - Para as topologias SHB3DCn aplicando-se o LSPWM de 9 níveis: $v_{Ca}^* = 127,5$ V e $v_{Cb}^* = 42,5$ V
 - Para as topologias SHB1DC e SHB3DCi aplicando-se o LSPWM de 7 níveis: $v_{Ca}^* = 133,32$ V e $v_{Cb}^* = 66,66$ V
 - Para as topologias SHB3DCn aplicando-se o LSPWM de 7 níveis: $v_{Ca}^* = 124$ V e $v_{Cb}^* = 62$ V
- $\Delta_{vCb} = 0,01$
- Índice de modulação:
 - Para as topologias SHB3DCn aplicando-se o LSPWM de 7 níveis: 0,72
 - Para as demais topologias: 0,77

Os resultados de simulação para todas as topologias são mostrados nas Figuras de 4.8 a 4.15, localizadas no final da seção. Exceto pelos gráficos das correntes i_{gj} , os demais

são mostrados somente para as variáveis da fase 1 de cada sistema, uma vez que as outras fases apresentam os mesmos perfis analisados.

As tensões de referência $v_{C_a}^*$ e $v_{C_b}^*$ são ajustadas em valores menores para as configurações SHB3DCn em relação às demais devido à existência da tensão de neutro v_{0g0a} . Considerando as mesmas tensões v_{gj} geradas em todas as topologias, esta tensão de neutro permite que a amplitude das tensões v_{grj} seja menor nas configurações SHB3DCn. Então, para preservar o mesmo índice de modulação em todos os casos, as referências $v_{C_a}^*$ e $v_{C_b}^*$ são reduzidas.

Além disso, o índice de modulação para as configurações apresentadas neste capítulo é diferente do índice das topologias dos capítulos anteriores. Sendo assim, neste trabalho as configurações SHB são comparadas apenas entre si.

As correntes i_{gj} podem ser observadas nas Figuras 4.8 e 4.9. Percebe-se que elas têm perfis bastante similares, estando todas controladas no mesmo valor de amplitude, aproximadamente 7,8 A de pico. Visivelmente não pode-se perceber diferenças nítidas, de modo que estas correntes são melhor caracterizadas por seus valores de THD, mostrados nas Tabelas 4.2 e 4.3.

Nas Figuras 4.10 e 4.11, as tensões v_{g1} geradas podem ser comparadas. Para ambos os casos em que se emprega o LSPWM de 9 níveis ou o LSPWM de 7 níveis, é possível perceber que as topologias SHB1DC e SHB3DCi têm perfis similares entre si, mas são diferentes daqueles observados para as topologias SHB3DCn. Isto é devido à tensão v_{0g0a} , que permite a geração de mais níveis de tensão em v_{gj} . Como resultado, o WTHD dessas tensões, assim como o THD das correntes i_{gj} , são menores nas configurações SHB3DCn, como pode ser visto nas Tabelas 4.2 e 4.3. Pode-se observar também que as topologias X-2 ($X = \{\text{SHB1DC}, \text{SHB3DCi} \text{ ou } \text{SHB3DCn}\}$) têm THD e WTHD maiores do que as X-1. Isto se deve a pequenas, mas inevitáveis, distorções na passagem por zero, que são levemente maiores quando se utiliza um braço completo de diodos no lugar de dois braços semicontrolados nos conversores A_j .

Além disso, comparando as Tabelas 4.2 e 4.3 percebe-se que, em geral, o emprego do LSPWM de 7 níveis proporciona THDs e WTHDs levemente menores em relação ao LSPWM de 9 níveis, apesar deste último possuir mais níveis de tensão. Isto se deve principalmente ao fato de que, para utilizar o LSPWM de 9 níveis, é necessário empregar uma estratégia de controle que se baseia em alterar o PWM em determinados intervalos de tempo, empregando o $LSPWM_{B_{j+}}$ para permitir a carga das tensões $v_{C_{bj}}$. Durante esses intervalos de tempo, as tensões v_{gj} são distorcidas, conforme pode-se constatar nas Figuras 4.10(e) e 4.10(f). Se isto ocorre com uma frequência grande o suficiente, ou por intervalos de tempo longos o suficiente, a degradação do WTHD, e consequentemente do THD das correntes, é suficiente para torná-los maiores do que aqueles obtidos para o LSPWM de 7 níveis. Isto é função principalmente do índice de modulação.

Deste modo, esses resultados de THD e WTHD são muito dependentes do índice de modulação. Por exemplo, se as Tabelas 4.2 e 4.3 forem novamente comparadas, mas com foco nos resultados obtidos para as configurações SHB3DCn, percebe-se que o LSPWM de 9 níveis proporciona valores menores de THD e WTHD. Isto é devido ao fato de que este LSPWM foi empregado com um índice de modulação 0,77, enquanto que o LSPWM de 7 níveis foi empregado com índice de modulação 0,72. De fato, foi constatado que para essas configurações (i.e., SHB3DCn), quando se emprega o LSPWM de 7 níveis o maior índice possível de ser obtido é 0,72. Já ao se empregar o LSPWM de 9 níveis, pode-se chegar até um índice de modulação de 0,79.

Para as demais configurações (i.e., SHB1DC e SHB3DCi) foi verificado que o LSPWM de 9 níveis pôde ser empregado até um índice de modulação de 0,91, sendo que os menores valores de THD e WTHD foram obtidos para um índice de 0,85. Por outro lado, o LSPWM de 7 níveis só pôde ser utilizado até um índice de 0,82. Até este valor, o LSPWM de 7 níveis demonstrou apresentar valores menores de THD e WTHD, mas acima de 0,82 somente o LSPWM de 9 níveis pode ser empregado. Portanto, os resultados para comparação direta foram obtidos com um índice de modulação comum de 0,77, exceto para a configuração SHB3DCn quando nela é empregado o LSPWM de 7 níveis. As variações de índice de modulação para este estudo foram feitas variando os valores de v_{Ca}^* e v_{Cb}^* , mas preservando o valor nominal da potência total das cargas em 1 p.u..

Tabela 4.2 – THD médio das correntes i_{gj} e WTHD médio das tensões v_{gj} em cada topologia do grupo SHB, aplicando-se o LSPWM de 9 níveis.

	1DC-1	1DC-2	3DCi-1	3DCi-2	3DCn-1	3DCn-2
THD (%)	0,93	1,19	1,32	1,51	0,39	0,97
WTHD (%)	0,128	0,165	0,185	0,213	0,055	0,134

Tabela 4.3 – THD médio das correntes i_{gj} e WTHD médio das tensões v_{gj} em cada topologia do grupo SHB, aplicando-se o LSPWM de 7 níveis.

	1DC-1	1DC-2	3DCi-1	3DCi-2	3DCn-1	3DCn-2
THD (%)	0,91	1,06	1,13	1,36	0,44	0,95
WTHD (%)	0,126	0,148	0,162	0,191	0,060	0,132

Nas Figuras 4.12 e 4.13 as tensões v_{Ca} das configurações SHB1DC e as tensões v_{Ca1} das configurações SHB3DCi e SHB3DCn são mostradas durante o transitório de carga. A potência total trifásica é variada em degrau de 0,83 p.u a 1 p.u. em 3 s. Pode-se perceber que elas estão devidamente controladas. Depois da variação de carga, todas as topologias apresentam uma queda de tensão de aproximadamente 5,5%, que se extingue em menos de 0,5 s. Pode-se notar também que, em regime permanente, a oscilação da tensão v_{Ca} nas configurações SHB1DC é menor do que a oscilação das tensões v_{Caj} nas configurações SHB3DCi e SHB3DCn. Isto ocorre porque enquanto no primeiro caso existem três

fases retificando para o mesmo barramento DC, nos dois últimos cada fase retifica para barramentos diferentes.

As Figuras 4.14 e 4.15 mostram as tensões v_{Cb1} para todas as topologias, também durante o transitório de carga. Elas estão devidamente controladas em todos os casos. Nas topologias SHB1DC e SHB3DCi, praticamente não ocorre mudança no perfil das tensões quando ocorre o transitório. Já nas configurações SHB3DCn, ocorre uma sobretensão de aproximadamente 12% quando se emprega o LSPWM de 9 níveis, e de 15% quando se emprega o LSPWM de 7 níveis. Em todos os casos a sobretensão se extingue em menos de 0,5 s.

As Tabelas 4.4 e 4.5 mostram informações detalhadas sobre a análise das perdas nos semicondutores, feita para todas as configurações. São mostradas as perdas por condução, por chaveamento e totais quando se emprega os LSPWM de 9 e de 7 níveis.

Observando as perdas por condução, pode-se perceber que todos os retificadores apresentam praticamente os mesmos valores aproximados. Então, eles diferem entre si principalmente devido às perdas por chaveamento. As configurações SHB1DC e SHB3DCi possuem valores de perdas por chaveamento bastante similares. Por outro lado, as configurações SHB3DCn possuem valores um pouco menores, principalmente devido às tensões v_{Caj} e v_{Cbj} que são menores do que nas demais configurações. Além disso, comparando as Tabelas 4.4 e 4.5, percebe-se que as perdas por chaveamento também são menores ao se empregar o LSPWM de 7 níveis. Isto se deve principalmente às tensões v_{Caj} , que são menores no LSPWM de 7 níveis em relação ao de 9 níveis.

Tabela 4.4 – Perdas por condução (P_{cd}), por chaveamento (P_{sw}) e totais (P_{tot}) em cada topologia do grupo SHB, aplicando-se o LSPWM de 9 níveis. A denominação “Conv. A” se refere à soma das perdas dos conversores Aj , enquanto “Conv. B” se refere à soma das perdas dos conversores Bj .

		1DC-1	1DC-2	3DCi-1	3DCi-2	3DCn-1	3DCn-2
P_{cd} (W)	Conv. A	38,10	37,68	37,96	37,70	37,87	37,77
	Conv. B	41,00	40,58	40,86	40,61	41,28	41,18
	Total	79,10	78,26	78,81	78,31	79,15	78,95
P_{sw} (W)	Conv. A	14,91	14,73	13,71	12,32	10,47	10,87
	Conv. B	9,64	9,49	9,58	9,50	7,39	7,37
	Total	24,55	24,22	23,29	21,82	17,86	18,24
P_{tot} (W)	Conv. A	53,01	52,41	51,66	50,02	48,34	48,64
	Conv. B	50,64	50,07	50,44	50,11	48,67	48,55
	Total	103,65	102,48	102,10	100,13	97,01	97,19

Tabela 4.5 – Perdas por condução (P_{cd}), por chaveamento (P_{sw}) e totais (P_{tot}) em cada topologia do grupo SHB, aplicando-se o LSPWM de 7 níveis. A denominação “Conv. A” se refere à soma das perdas dos conversores A_j , enquanto “Conv. B” se refere à soma das perdas dos conversores B_j .

		1DC-1	1DC-2	3DCi-1	3DCi-2	3DCn-1	3DCn-2
P_{cd} (W)	Conv. A	37,73	37,41	37,52	37,29	37,75	37,69
	Conv. B	41,00	40,68	40,79	40,56	41,26	41,20
	Total	78,73	78,09	78,31	77,85	79,01	78,89
P_{sw} (W)	Conv. A	8,79	8,79	8,63	8,50	6,39	6,37
	Conv. B	11,41	11,35	11,37	11,30	10,56	10,51
	Total	20,20	20,14	20,00	19,80	16,95	16,88
P_{tot} (W)	Conv. A	46,52	46,20	46,15	45,79	44,14	44,06
	Conv. B	52,41	52,03	52,16	51,86	51,82	51,71
	Total	98,93	98,23	98,31	97,65	95,96	95,77

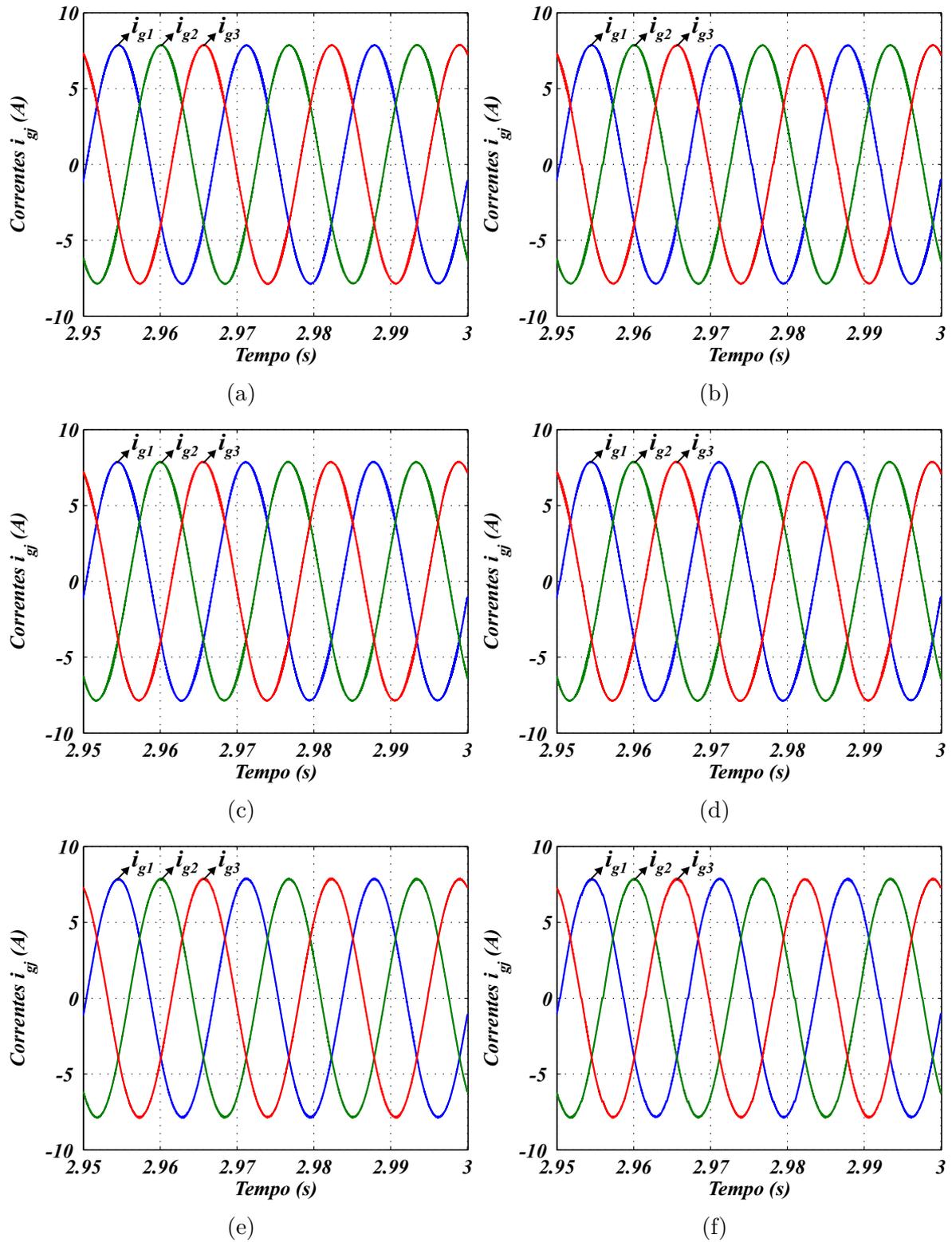


Figura 4.8 – Resultados de simulação. Correntes i_{gj} em cada configuração aplicando-se o LSPWM de 9 níveis.

- (a) Na configuração SHB1DC-1. (b) Na configuração SHB1DC-2.
- (c) Na configuração SHB3DCi-1. (d) Na configuração SHB3DCi-2.
- (e) Na configuração SHB3DCn-1. (f) Na configuração SHB3DCn-2.

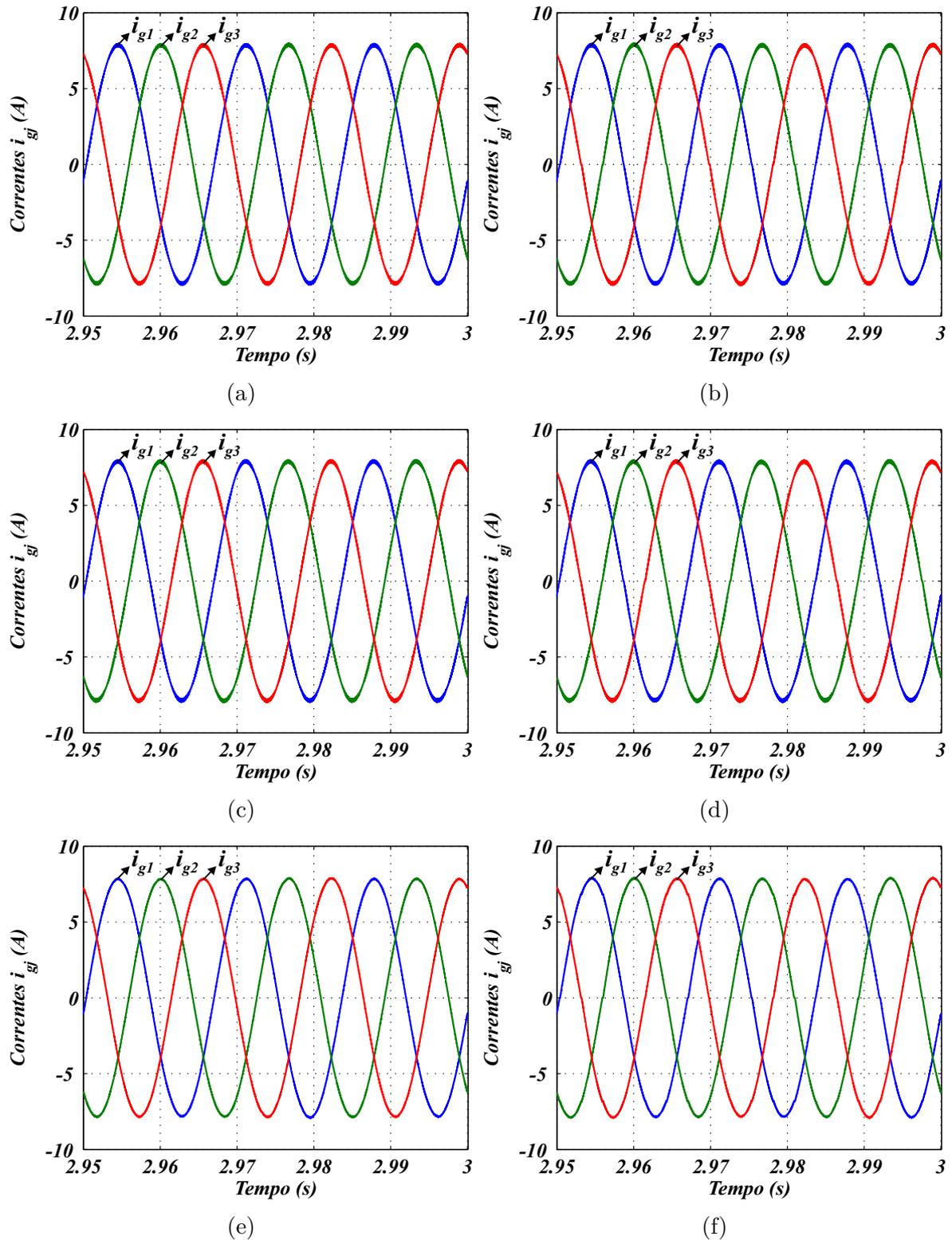


Figura 4.9 – Resultados de simulação. Correntes i_{gj} em cada configuração aplicando-se o LSPWM de 7 níveis.

- (a) Na configuração SHB1DC-1. (b) Na configuração SHB1DC-2.
- (c) Na configuração SHB3DCi-1. (d) Na configuração SHB3DCi-2.
- (e) Na configuração SHB3DCn-1. (f) Na configuração SHB3DCn-2.

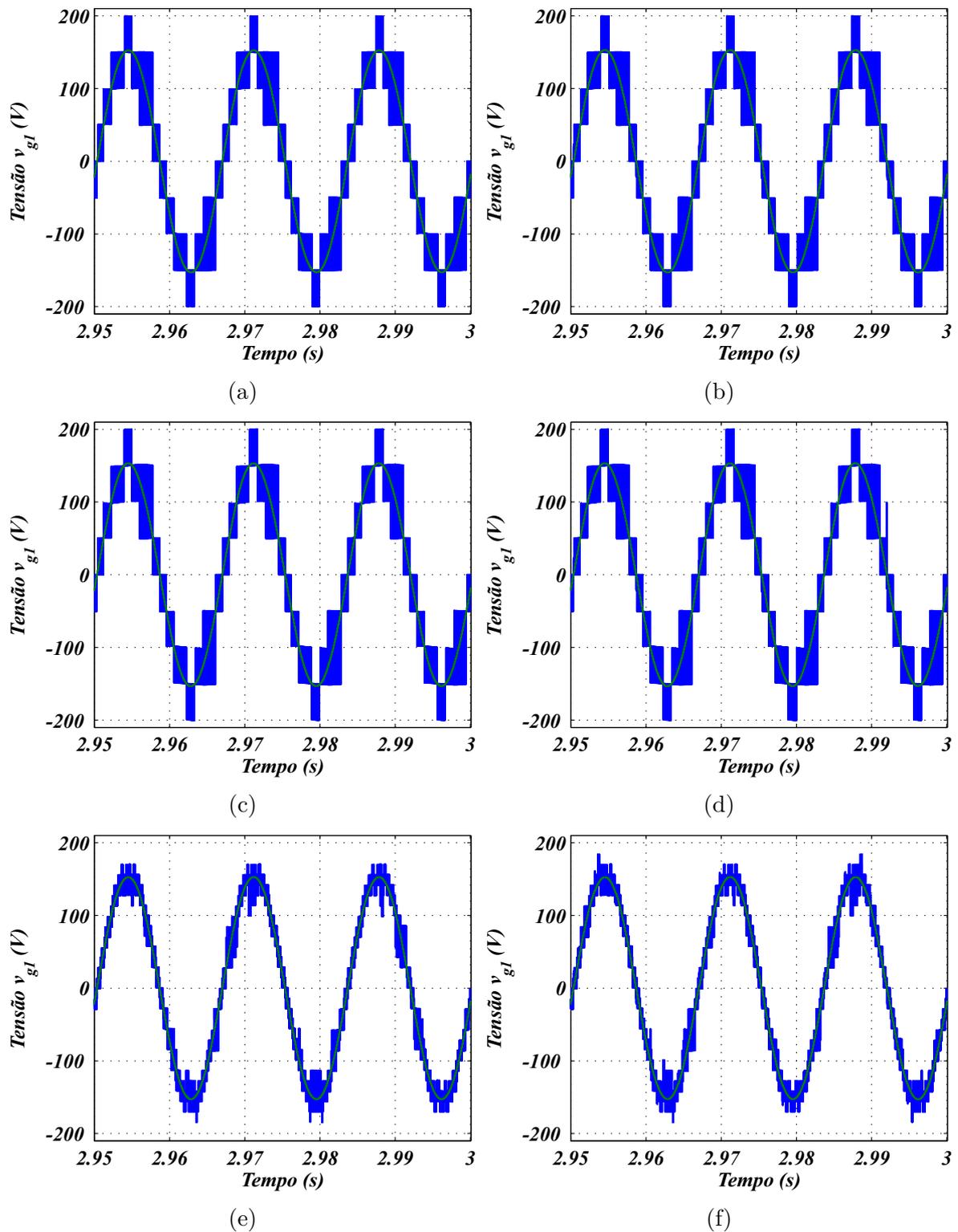


Figura 4.10 – Resultados de simulação. Tensão resultante v_{g1} em cada configuração aplicando-se o LSPWM de 9 níveis.

- (a) Na configuração SHB1DC-1. (b) Na configuração SHB1DC-2.
- (c) Na configuração SHB3DCi-1. (d) Na configuração SHB3DCi-2.
- (e) Na configuração SHB3DCn-1. (f) Na configuração SHB3DCn-2.

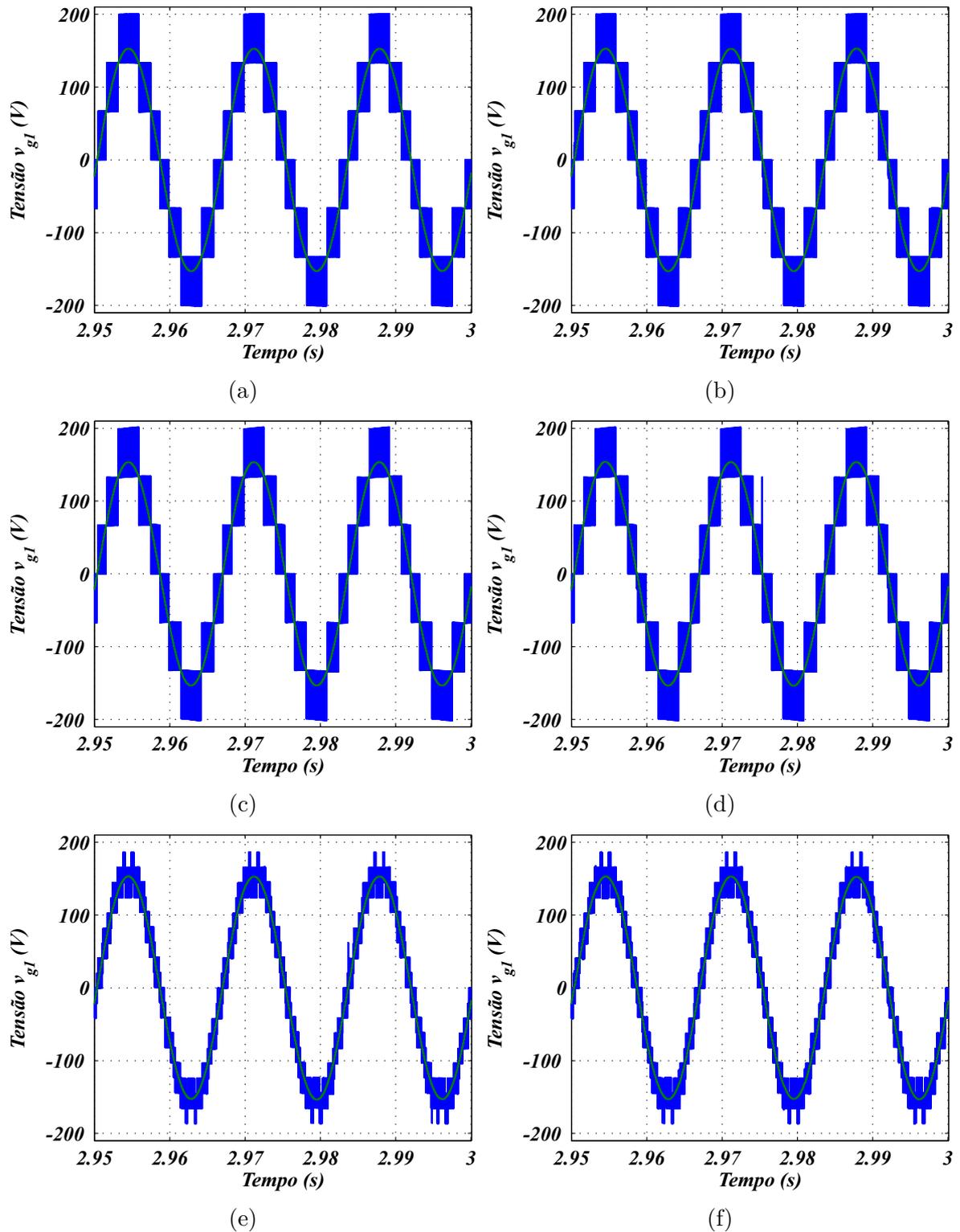


Figura 4.11 – Resultados de simulação. Tensão resultante v_{g1} em cada configuração aplicando-se o LSPWM de 7 níveis.

- (a) Na configuração SHB1DC-1. (b) Na configuração SHB1DC-2.
- (c) Na configuração SHB3DCi-1. (d) Na configuração SHB3DCi-2.
- (e) Na configuração SHB3DCn-1. (f) Na configuração SHB3DCn-2.

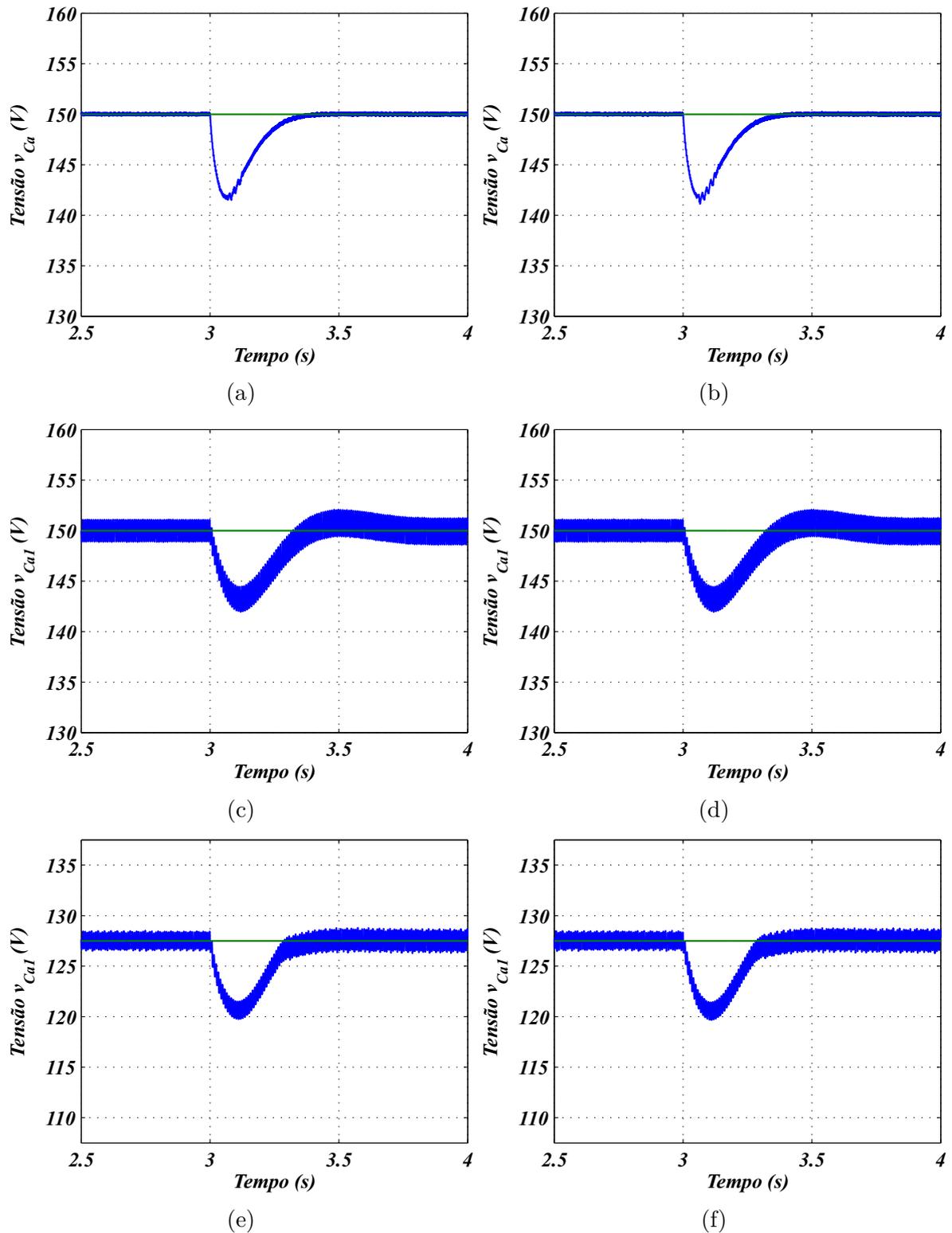


Figura 4.12 – Resultados de simulação. Tensões v_{Ca} ou v_{Ca1} dos links DC em cada configuração durante o transitório de carga aplicando-se o LSPWM de 9 níveis.

- (a) Tensão v_{Ca} na configuração SHB1DC-1.
- (b) Tensão v_{Ca} na configuração SHB1DC-2.
- (c) Tensão v_{Ca1} na configuração SHB3DCi-1.
- (d) Tensão v_{Ca1} na configuração SHB3DCi-2.
- (e) Tensão v_{Ca1} na configuração SHB3DCn-1.
- (f) Tensão v_{Ca1} na configuração SHB3DCn-2.

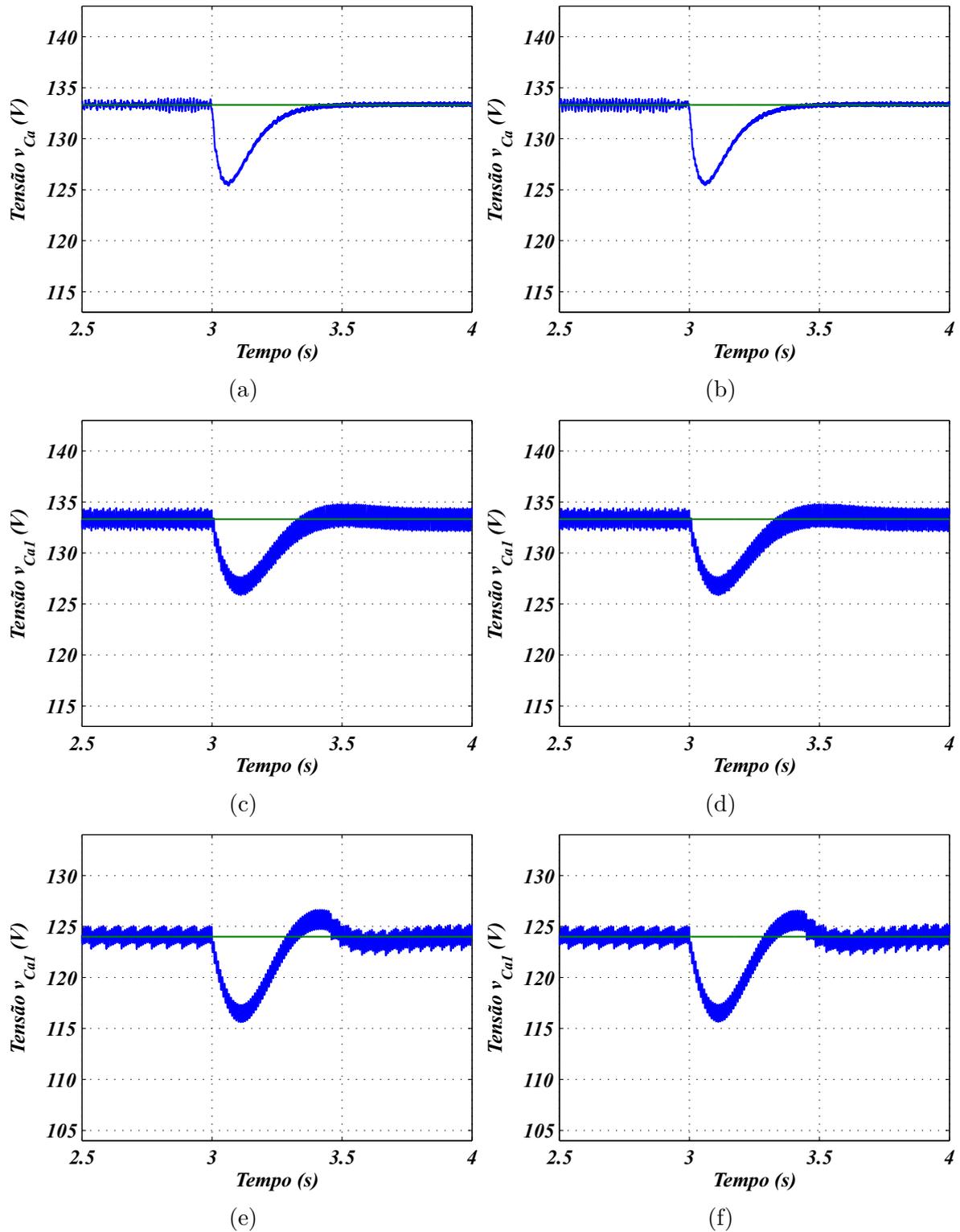


Figura 4.13 – Resultados de simulação. Tensões v_{Ca} ou v_{Ca1} dos links DC em cada configuração durante o transitório de carga aplicando-se o LSPWM de 7 níveis.

- (a) Tensão v_{Ca} na configuração SHB1DC-1.
- (b) Tensão v_{Ca} na configuração SHB1DC-2.
- (c) Tensão v_{Ca1} na configuração SHB3DCi-1.
- (d) Tensão v_{Ca1} na configuração SHB3DCi-2.
- (e) Tensão v_{Ca1} na configuração SHB3DCn-1.
- (f) Tensão v_{Ca1} na configuração SHB3DCn-2.

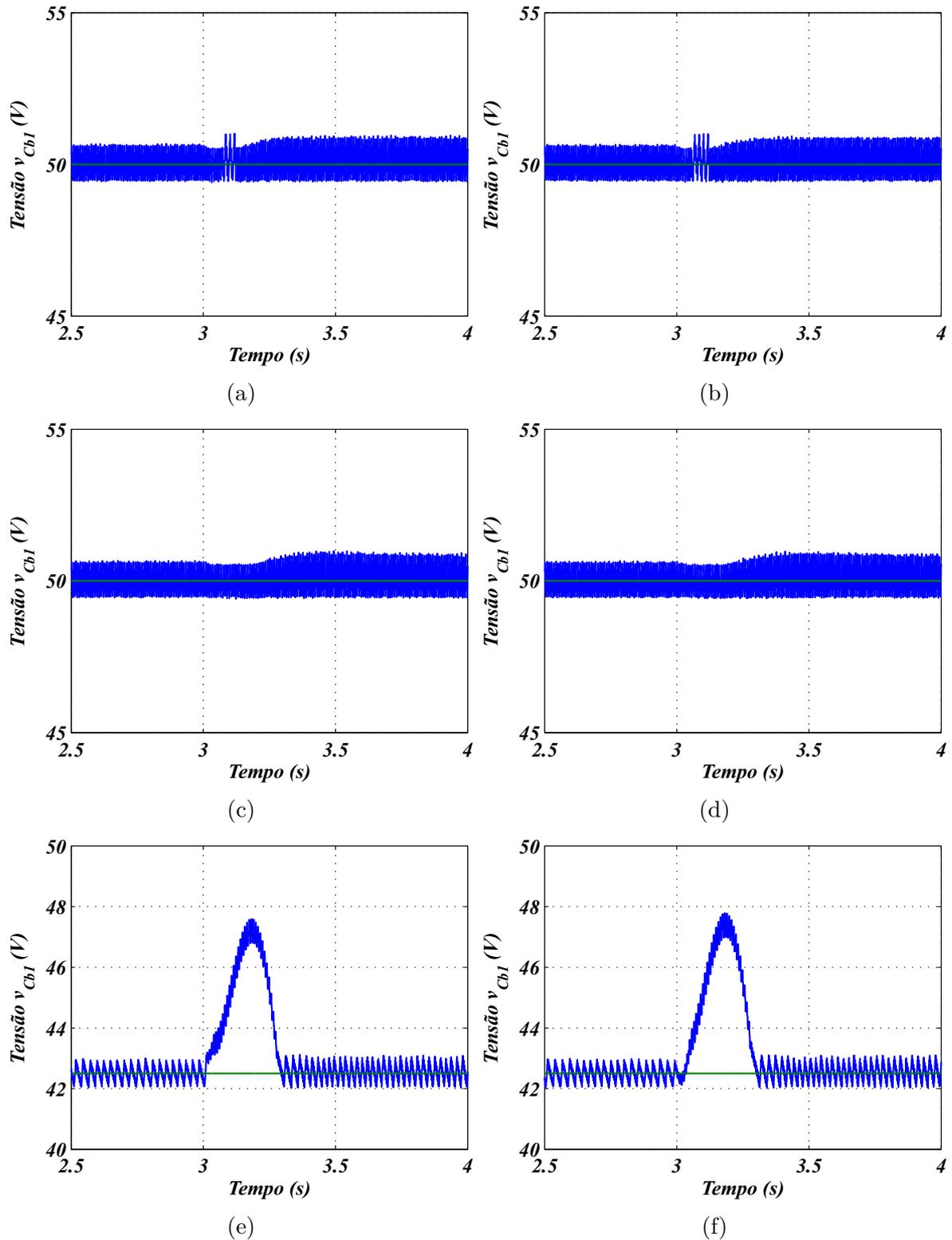


Figura 4.14 – Resultados de simulação. Tensão v_{Cb1} do capacitor flutuante em cada configuração durante o transitório de carga aplicando-se o LSPWM de 9 níveis.
 (a) Na configuração SHB1DC-1. (b) Na configuração SHB1DC-2.
 (c) Na configuração SHB3DCi-1. (d) Na configuração SHB3DCi-2.
 (e) Na configuração SHB3DCn-1. (f) Na configuração SHB3DCn-2.

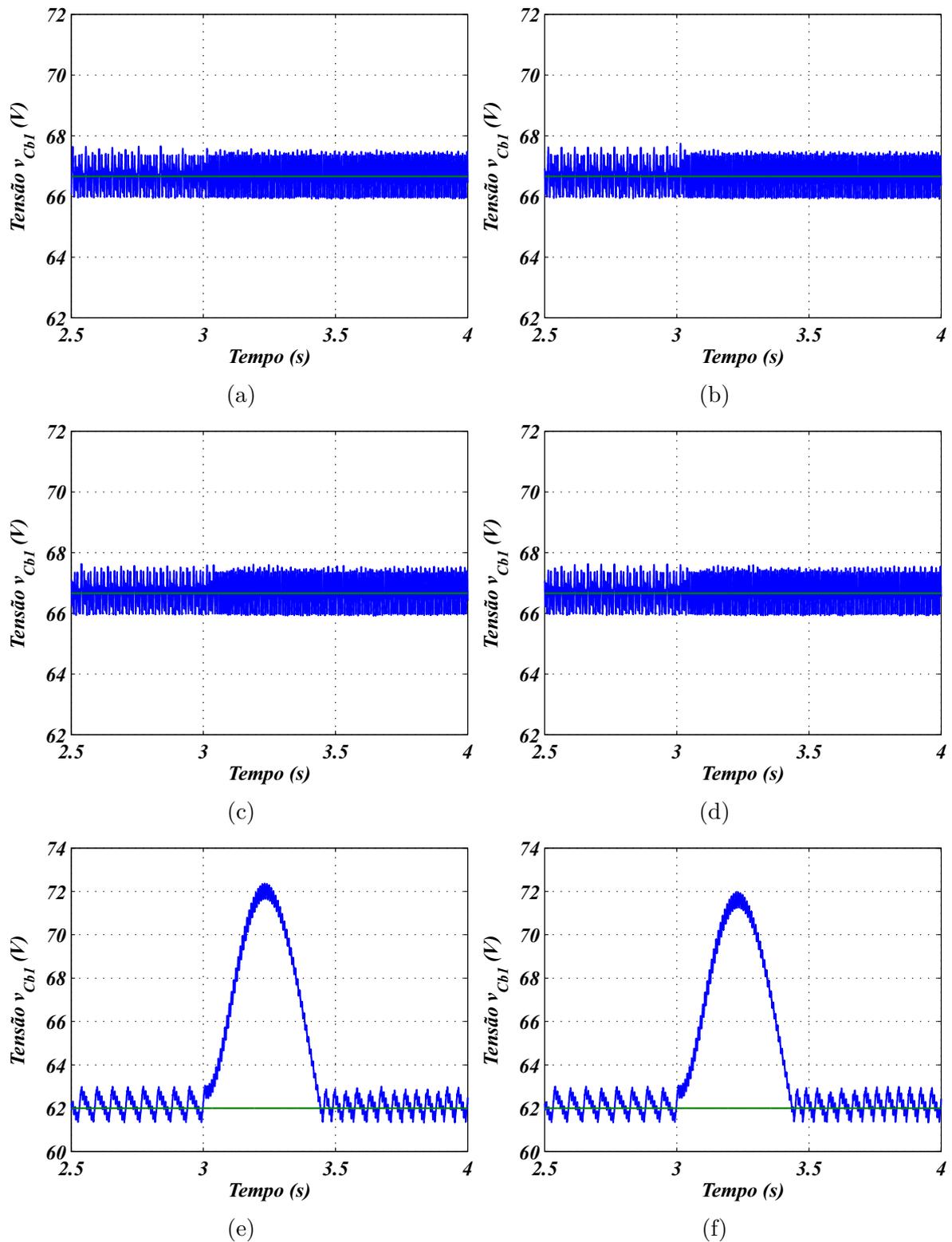


Figura 4.15 – Resultados de simulação. Tensão v_{Cb1} do capacitor flutuante em cada configuração durante o transitório de carga aplicando-se o LSPWM de 7 níveis.
 (a) Na configuração SHB1DC-1. (b) Na configuração SHB1DC-2.
 (c) Na configuração SHB3DCi-1. (d) Na configuração SHB3DCi-2.
 (e) Na configuração SHB3DCn-1. (f) Na configuração SHB3DCn-2.

4.6 Resultados Experimentais

Os resultados experimentais são mostrados nas Figuras 4.16 e 4.17 e foram obtidos com os seguintes parâmetros:

- Frequência das portadoras triangulares: $f_{\Delta} = 10$ kHz
- Tensão RMS de base por fase: $V_N = 110$ V
- Potência trifásica nominal de base: $P_N = 1,8$ kW
- Frequência elétrica da fonte AC: $f_g = 60$ Hz
- Amplitude das tensões e_{gj} : $E_g = 0,53$ p.u.
- Potência da carga em regime: $P_{load} = 0,48$ p.u.
- Indutância dos indutores de acoplamento: $L_g = 7$ mH
- Capacitância dos barramentos DC: $C = 9400$ μ F
- Tensões de referência dos barramentos:
 - Aplicando-se o LSPWM de 9 níveis: $v_{Ca}^* = 75$ V e $v_{Cb}^* = 25$ V
 - Aplicando-se o LSPWM de 7 níveis: $v_{Ca}^* = 66,6$ V e $v_{Cb}^* = 33,3$ V
- $\Delta_{vCb} = 0,05$

Os resultados mostrados são referentes à configuração SHB3DCi-2 aplicando-se tanto o LSPWM de 9 níveis quanto o de 7 níveis. Os resultados para a configuração SHB3DCi-1 não foram obtidos devido a limitações temporárias do laboratório, que ainda não possui bancadas com braços semicontrolados nem drivers que permitam simular um braço semicontrolado a partir de um braço controlado, uma vez que o chaveamento complementar de um braço controlado é feito de forma automática por meio de um circuito lógico externo. Além disso, os resultados para os grupos SHB1DC e SHB3DCn não foram obtidos devido à falta de braços suficientes na ocasião da realização do experimento. Os resultados para a configuração SHB3DCi-2 só foram possíveis por meio da montagem de um sistema monofásico equivalente.

A Figura 4.16 mostra a corrente i_{g1} controlada em regime permanente durante 6 ciclos. Pode-se perceber que ela é estável e está devidamente controlada para ambas as técnicas PWM utilizadas. Pode-se perceber uma pequena distorção na passagem por zero devido à utilização do braço completo de diodos no conversor A1.

Na Figura 4.16 ainda é mostrada a tensão v_{g1} em regime permanente, também para ambas as técnicas PWM. Na Figura 4.16(a) percebe-se a existência de 9 níveis distintos, mas em alguns trechos da forma de onda ocorrem comutações entre níveis mais distantes

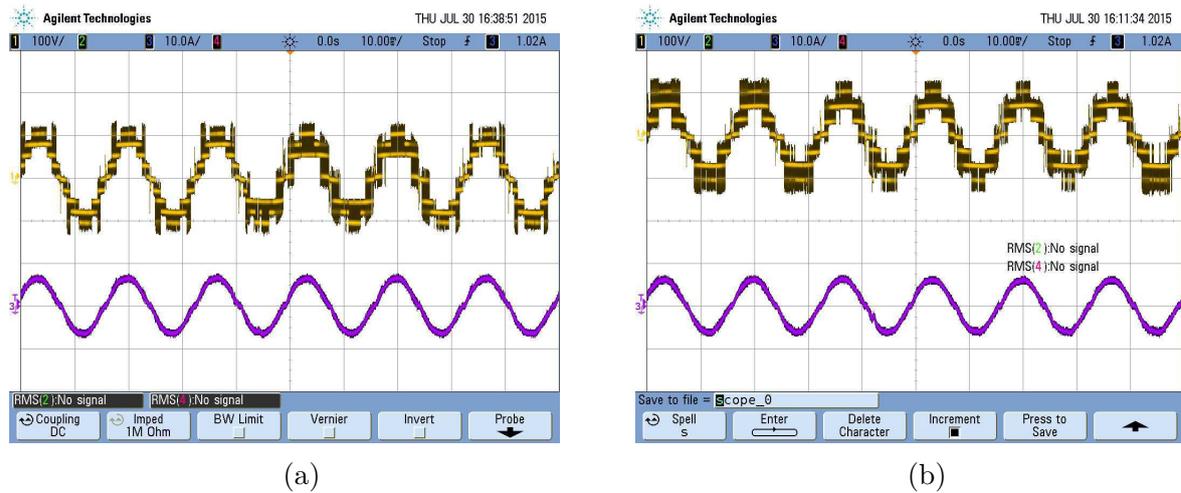


Figura 4.16 – Resultados experimentais. Tensão v_{g1} (curva superior) e corrente i_{g1} (curva inferior) da configuração SHB3DCi-2, em regime permanente.

(a) Utilizando o LSPWM de 9 níveis. (b) Utilizando o LSPWM de 7 níveis.

do que os previstos pelo LSPWM padrão, o que é característico da estratégia de controle adotada para o LSPWM de 9 níveis. Já na Figura 4.16(b), pode-se perceber a existência de apenas 7 níveis distintos de tensão, mas o chaveamento é feito estritamente dentro do que é descrito pelo LSPWM padrão, i.e., comutando apenas entre níveis adjacentes, o que também é previsto pela estratégia de controle adotada neste caso.

Na Figura 4.17 são mostradas as tensões v_{Ca1} e v_{Cb1} dos barramentos DC da fase 1 do retificador, durante um transitório de carga no qual se variou a potência de 0,24 *p.u.* para 0,48 *p.u.*. Percebe-se que as duas tensões estão devidamente reguladas para ambas as técnicas PWM aplicadas, mesmo após um forte transitório no qual a carga é aumentada em 100%, o que demonstra a eficácia do sistema de controle. Em ambos os casos percebe-se um aumento significativo da corrente i_{g1} fornecida pela fonte AC, mas sem *overshoot*.

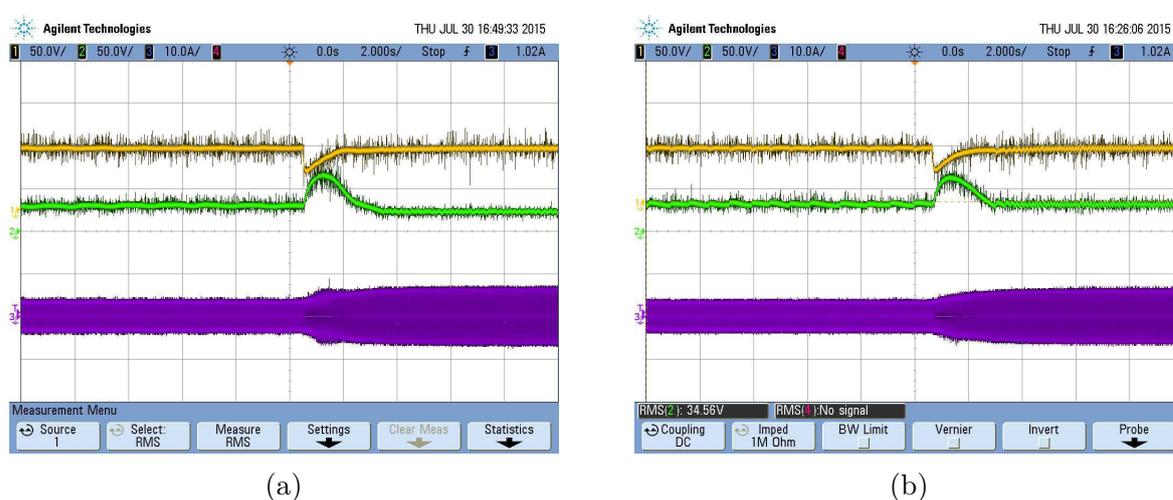


Figura 4.17 – Resultados experimentais. Tensões v_{Ca1} (curva superior) e v_{Cb1} (curva do meio) dos barramentos DC, e corrente i_{q1} (curva inferior) da configuração SHB3DCi-2, durante o transitório de carga.
(a) Utilizando o LSPWM de 9 níveis. (b) Utilizando o LSPWM de 7 níveis.

4.7 Conclusão

Neste capítulo foram apresentadas as seis topologias do grupo SHB (*Series H-Bridges*), subdivididas em três grupos, o SHB1DC, o SHB3DCi e o SHB3DCn. O primeiro grupo contém duas configurações com apenas um barramento DC com carga, enquanto o segundo contém duas configurações com três barramentos DC isolados com carga, e o terceiro grupo contém duas configurações com três barramentos DC não isolados com carga. Além disso, todas as configurações contêm três barramentos DC flutuantes (i.e., sem carga). Sobre essas topologias foram apresentados os modelos, as técnicas PWM e as estratégias de controle. O PWM foi baseado na técnica LSPWM, e dois casos foram apresentados, o LSPWM de 9 níveis e o LSPWM de 7 níveis. Ambos os casos são aplicáveis para todas as configurações. As estratégias de controle foram em essência similares, i.e., todas as configurações empregaram um controle em cascata, diferindo apenas na malha relacionada à regulação das tensões v_{Cbj} , em função do LSPWM aplicado. Assim, para os dois LSPWMs considerados foi utilizado um controle por histerese para as tensões v_{Cbj} , mas enquanto para o LSPWM de 9 níveis a ação de controle se baseou na combinação de setores adjacentes, gerando as variações $LSPWM_{Bj+}$ e $LSPWM_{Bj-}$, no LSPWM de 7 níveis foi utilizada uma ação de controle baseada na seleção de estados de comutação redundantes.

Também foram apresentados resultados de simulação para todas as configurações, e experimentais para a configuração SHB3DCi-2. As principais análises e comparações foram feitas com base nos resultados de simulação, a partir dos quais pôde-se concluir que as configurações do grupo SHB3DCn, em geral, apresentam melhor performance sob o ponto de vista de THD e WTHD, além de apresentarem menores perdas por chaveamento. No entanto, elas têm limitações maiores com relação ao índice de modulação máximo permitido. Enquanto as topologias SHB1DC e SHB3DCi podem ser empregadas com índice de modulação de até 0,91 com o LSPWM de 9 níveis, e de até 0,82 com o LSPWM de 7 níveis; as topologias SHB3DCn só podem ser usadas com índice de até 0,79 com o LSPWM de 9 níveis, e de até 0,72 com o LSPWM de 7 níveis. Ademais, também se observou um melhor desempenho geral em termos de THD, WTHD e perdas por chaveamento ao se utilizar o LSPWM de 7 níveis, apesar da maior limitação desta técnica com relação ao índice de modulação máximo permitido, como já foi comentado. Os resultados experimentais serviram para demonstrar a aplicabilidade das configurações estudadas.

5 Generalizações

5.1 Introdução

Algumas das topologias apresentadas até então são passíveis de generalização. Isto quer dizer que elas podem ser expandidas para casos onde mais de 2 conversores trifásicos ou pontes H podem ser conectados em série. Então, este capítulo trata dessas generalizações, mais especificamente da generalização das topologias do grupo SCIT (tratadas no Capítulo 3) e do grupo SHB (tratadas no Capítulo 4).

As generalizações abordam o modelo dos sistemas e a técnica LSPWM ótima de cada caso. Entende-se por ótima a técnica na qual é gerada a maior quantidade possível de níveis distribuídos uniformemente de $-v_{Cm}$ a v_{Cm} . Assim, não são abordadas a estratégia de controle das tensões DC, nem possíveis variações dos LSPWM ótimos, que são questões que devem ser analisadas caso a caso. Alguns exemplos de topologias sobre as quais podem ser aplicados os princípios das generalizações também serão fornecidos.

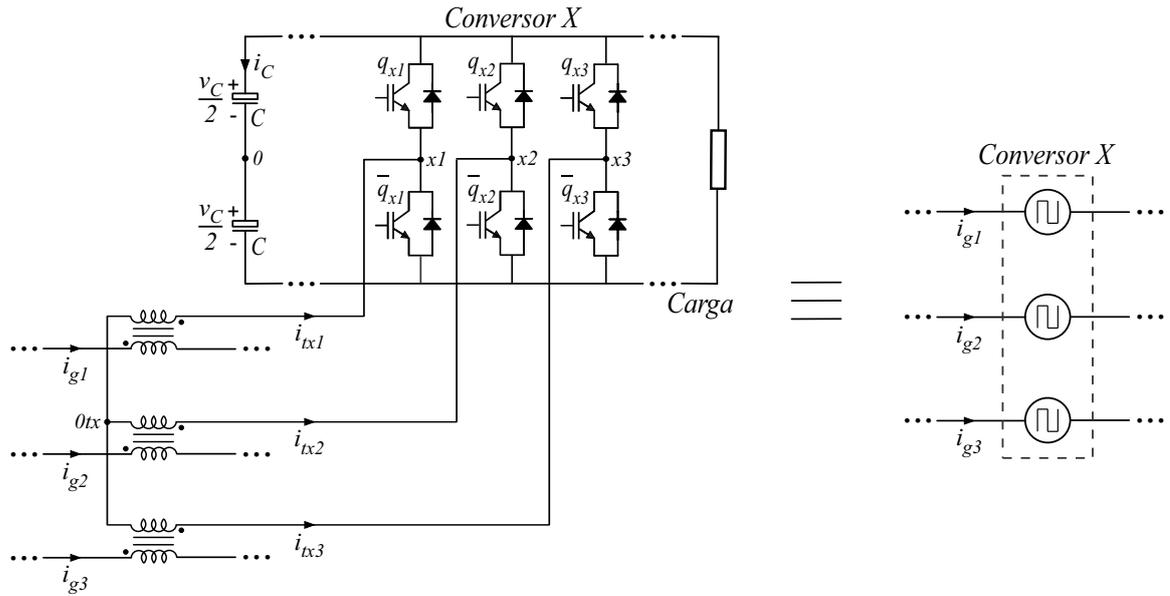


Figura 5.1 – Célula básica da generalização das topologias do grupo SCIT.

5.2 Topologias com transformador de injeção

5.2.1 Generalização do modelo

Tomando como base o modelo apresentados no Capítulo 3, sendo n_{conv} a quantidade de conversores em série, os conversores são denominados conversor A , conversor B , ..., e conversor Z , de modo que o conversor Z é o n_{conv} -ésimo conversor. Além disso, um conversor genérico dentre estes é referido por conversor X , de modo que $X = \{A, B, \dots, Z\}$. Então, para n_{conv} conversores, a regra geral é que são necessários $n_{conv} - 1$ transformadores trifásicos para colocá-los em série, sendo a relação de espiras do transformador do conversor X denotada por η_x .

O modelo pode ser desenvolvido seguindo a mesma lógica aplicada na seção 3.2 do Capítulo 3, i.e., primeiro um modelo para cada lado secundário de cada transformador é descrito, e em seguida é descrito o modelo do lado primário. Depois, todos os modelos são unificados. A Figura 5.1 ilustra uma célula básica que coloca um conversor em série com os demais, e é tomada como referência.

O modelo final resultante deste procedimento é descrito pelas equações de (5.1) a (5.4).

$$v_{grj} = v_{aj0} + \frac{1}{\eta_b} v_{bj0} + \dots + \frac{1}{\eta_z} v_{zj0} \quad (5.1)$$

$$v_{gj} = v_{grj} - v_{0g0t'} \quad (5.2)$$

$$v_{0g0t'} = \frac{1}{3} \sum_{j=1}^3 \left(v_{aj0} + \frac{1}{\eta_b} v_{bj0} + \dots + \frac{1}{\eta_z} v_{zj0} \right) \quad (5.3)$$

$$v_{0g0t'} = v_{0g0} - \frac{1}{\eta_b} v_{0tb0} - \dots - \frac{1}{\eta_z} v_{0tz0}. \quad (5.4)$$

Para completar o modelo, a equação dinâmica (5.5) é introduzida. As tensões de polo v_{xj0} são definidas em função dos estados de chaves q_{xj} segundo (5.6). As convenções descritas no Capítulo 3 para os conversores A e B são estendidas aqui para todos os demais.

$$L_g \frac{di_{gj}}{dt} = e_{gj} - R_g i_{gj} - v_{gj}, \quad (5.5)$$

$$v_{xj0} = \frac{v_C}{2} (2q_{xj} - 1). \quad (5.6)$$

5.2.2 Generalização do LSPWM

A primeira generalização do LSPWM para as configurações do grupo SCIT é com relação à definição da tensão v_{Cm} e da referência v_{Cm}^* . Assim, a forma genérica dessas variáveis é dada por (5.7).

$$v_{Cm} = \left(1 + \frac{1}{\eta_b} + \dots + \frac{1}{\eta_z} \right) \frac{v_C}{2}, \quad v_{Cm}^* = \left(1 + \frac{1}{\eta_b} + \dots + \frac{1}{\eta_z} \right) \frac{v_C^*}{2}. \quad (5.7)$$

Ao se generalizar o LSPWM de uma topologia, ou de um grupo de topologias, são possíveis muitas combinações de relações de espiras η_x , que produzem diferentes quantidades e distribuições de níveis para as tensões v_{grj} . Portanto, dado um número de conversores n_{conv} em cascata, assume-se como caso ideal os valores de η_x que geram a maior quantidade possível de níveis uniformemente distribuídos.

Então, em cada topologia busca-se encontrar a lei de formação que prevê os valores de cada η_x para a obtenção dos respectivos casos ideais, assegurando o funcionamento correto do sistema, sobretudo nas topologias em que se empregam diodos. Com este intuito, três subcasos de generalização podem ser definidos para as topologias do grupo SCIT. Assim, uma vez que se determine a quantidade de níveis possíveis para as tensões v_{grj} em função do número de conversores em cascata, deve-se determinar quais os valores de η_x que geram estes níveis. Além disso, deve-se determinar o espaçamento entre níveis adjacentes de v_{grj} , o número de portadoras necessárias ao LSPWM, e o deslocamento em nível de cada uma delas.

A escolha particular dos estados de chaves aplicados em cada nível (quando houver redundância) depende da topologia, do número de barramentos que se deseja controlar, e

da estratégia de controle adotada. Em geral, a prioridade deve ser estabelecer uma ação de controle que permita regular os barramentos adequadamente, e em seguida minimizar as perdas por chaveamento. Em alguns casos, como mostrado nos Capítulos 2 e 4, é necessário pular níveis ou redefinir o LSPWM para uma opção com menos níveis e mais redundâncias para realizar o controle. Então, estas análises devem ser feitas caso a caso, o que deixa tanto a escolha particular dos níveis quanto a definição da estratégia de controle fora deste capítulo, que trata sobre generalizações.

5.2.2.1 Generalização para a topologia SCIT-1

Dentre as três topologias apresentadas no Capítulo 3, a topologia SCIT-1 é o caso menos restrito. Isto significa que, como a topologia não emprega braços com diodos (desconsiderando os que estão em antiparalelo com os IGBTs), o número máximo de níveis que se pode gerar para v_{grj} é igual ao total de combinações de estados de chaves possíveis para uma fase. Então, por exemplo, se forem empregados 2 conversores, o estado de chaves da fase j é descrito por (q_{aj}, q_{bj}) , tendo 2 elementos. Assim, o número máximo de níveis de v_{grj} é $n_{lvl} = 2^2 = 4$. Da mesma forma, se forem empregados 3 conversores, o estado de chaves é descrito por (q_{aj}, q_{bj}, q_{cj}) , tendo três elementos. Então, o número máximo de níveis de v_{grj} é $n_{lvl} = 2^3 = 8$.

De modo geral, se forem empregados n_{conv} conversores, o número máximo de níveis que a topologia pode gerar é dado por (5.8). Além disso, considerando que v_{grj} deve variar de $-v_{Cm}$ a v_{Cm} , o espaçamento entre níveis adjacentes é dado por (5.9).

$$n_{lvl} = 2^{n_{conv}} \quad (5.8)$$

$$\Delta_{lvl} = \frac{2v_{Cm}}{(n_{lvl} - 1)}. \quad (5.9)$$

Os intervalos limitados por 2 níveis adjacentes são denominados setores, e a cada um desses setores deve estar associada uma portadora deslocada em nível. Assim, o número de portadoras necessárias é definida por (5.10). Além disso, considerando $k = \{1, 2, \dots, n_{lvl} - 1\}$, a k -ésima portadora associada ao setor k , denotada por $v_{\Delta k}$, deve ter amplitude de pico-a-pico igual a Δ_{lvl} e estar deslocada em nível em relação a 0 por um valor $v_{DC\Delta k}$ determinado por (5.11).

$$n_{\Delta} = n_{lvl} - 1 \quad (5.10)$$

$$v_{DC\Delta k} = (n_{lvl} - 2k) \frac{\Delta_{lvl}}{2}. \quad (5.11)$$

A determinação dos valores de η_x que gera a quantidade n_{lvl} de níveis equidistantes deve ser feita por inspeção. No entanto, é razoável assumir que isto deve ocorrer para $1 <$

$\eta_b < \dots < \eta_z$, uma vez que a presença de dois η_x iguais já representaria uma redundância e por consequência a geração de uma quantidade de níveis menor do que a máxima. Com este ponto de partida, observando vários casos particulares, e.g., $n_{conv} = 2$ e $n_{conv} = 3$, observou-se que os η_x devem ser definidos segundo (5.12).

$$\eta_b = 2, \eta_c = 2^2, \eta_d = 2^3, \dots, \eta_z = 2^{(n_{conv}-1)}. \quad (5.12)$$

Segundo esta lei de formação, os n_{lvl} níveis são gerados com distribuição uniforme e não existem redundâncias, i.e., cada nível é gerado por um único conjunto de estados de chaves.

5.2.2.2 Generalização para a topologia SCIT-2

Na generalização da topologia SCIT-2, considera-se que o conversor B deve ter transformadores com relação de espiras unitária, i.e., $\eta_b = 1$. Além disso, as relações de espiras dos outros transformadores devem ser maiores, i.e., $\eta_x > \eta_b$, com $x \neq b$. Com estas condições, deve-se buscar a quantidade máxima n_{lvl} de níveis gerados com n_{conv} conversores, e a partir disso a relação de espiras dos outros $n_{conv} - 2$ conversores que gerem essa quantidade de níveis. Então, devido às redundâncias existentes nos níveis em que $q_{aj} = (1 - q_{bj})$, a quantidade máxima de níveis é dada por (5.13). Como consequência, verifica-se que as relações de espiras η_x dos conversores para a obtenção dos n_{lvl} níveis é dada por (5.14). As equações de (5.9) a (5.11) também são válidas para a generalização da topologia SCIT-2.

$$n_{lvl} = 2^{n_{conv}} - 2^{(n_{conv}-2)} \quad (5.13)$$

$$\eta_b = 1, \eta_c = 2, \eta_d = 2^2, \dots, \eta_z = 2^{n_{conv}-2}. \quad (5.14)$$

5.2.2.3 Generalização para a topologia SCIT-3

Para a generalização da topologia SCIT-3, considera-se que o conversor A é uma ponte a diodos trifásica, enquanto os outros são conversores trifásicos completos. Além disso, as relações de espiras dos outros transformadores são maiores que 1, i.e., $\eta_x > 1$. Deste modo, a única diferença em relação à topologia SCIT-1 é que a generalização prevê a existência do nível $v_{grj} = 0$ com uma redundância. Isto se deve ao fato de que a topologia impõe que $q_{aj} = 1$ se $i_{gj} > 0$, e que $q_{aj} = 0$ se $i_{gj} < 0$. Então, como o nível $v_{grj} = 0$ é usado tanto quando $i_{gj} > 0$ como quando $i_{gj} < 0$, deve existir um conjunto de estados de chaves que gere $v_{grj} = 0$ para $q_{aj} = 1$, e outro que gere $v_{grj} = 0$ para $q_{aj} = 0$.

Assim, se forem empregados n_{conv} conversores, o número máximo de níveis que a topologia pode gerar é dado por (5.15). As equações de (5.9) a (5.11) também são válidas para a generalização da topologia SCIT-3, e a determinação dos valores dos η_x deve ser

feita segundo (5.16).

$$n_{lvl} = 2^{n_{conv}} - 1 \quad (5.15)$$

$$\eta_b = \frac{2^{(n_{conv}-1)} - 1}{2^{(n_{conv}-2)}}, \eta_c = \frac{2^{(n_{conv}-1)} - 1}{2^{(n_{conv}-3)}}, \eta_d = \frac{2^{(n_{conv}-1)} - 1}{2^{(n_{conv}-4)}}, \dots, \eta_z = 2^{n_{conv}-1} - 1. \quad (5.16)$$

5.2.3 Exemplo: retificadores com 3 conversores em série

Um exemplo simples em que a generalização descrita pode ser empregada é o caso em que três conversores trifásicos são conectados em cascata por meio de dois transformadores trifásicos, conforme mostrado na Figura 5.2. A Figura contém três topologias, uma correspondente à expansão da topologia SCIT-1, outra à da topologia SCIT-2 e a última à da topologia SCIT-3. Deste modo, para $n_{conv} = 3$ tem-se:

- Para a topologia SCIT-1 (ver Figura 5.2(a)):

$$n_{lvl} = 2^3 = 8$$

$$\eta_b = 2$$

$$\eta_c = 2^2 = 4.$$

- Para a topologia SCIT-2 (ver Figura 5.2(b)):

$$n_{lvl} = 2^3 - 2^{(3-2)} = 8 - 2 = 6$$

$$\eta_b = 1$$

$$\eta_c = 2.$$

- Para a topologia SCIT-3 (ver Figura 5.2(c)):

$$n_{lvl} = 2^3 - 1 = 8 - 1 = 7$$

$$\eta_b = \frac{2^{(3-1)} - 1}{2^{(3-2)}} = \frac{4 - 1}{2} = \frac{3}{2}$$

$$\eta_c = \frac{2^{(3-1)} - 1}{2^{(3-3)}} = 4 - 1 = 3.$$

Percebe-se que a topologia que pode fornecer a maior quantidade possível de níveis para $n_{conv} = 3$ é a SCIT-1, seguida pela SCIT-3. A que oferece a menor quantidade máxima de níveis é a SCIT-2.

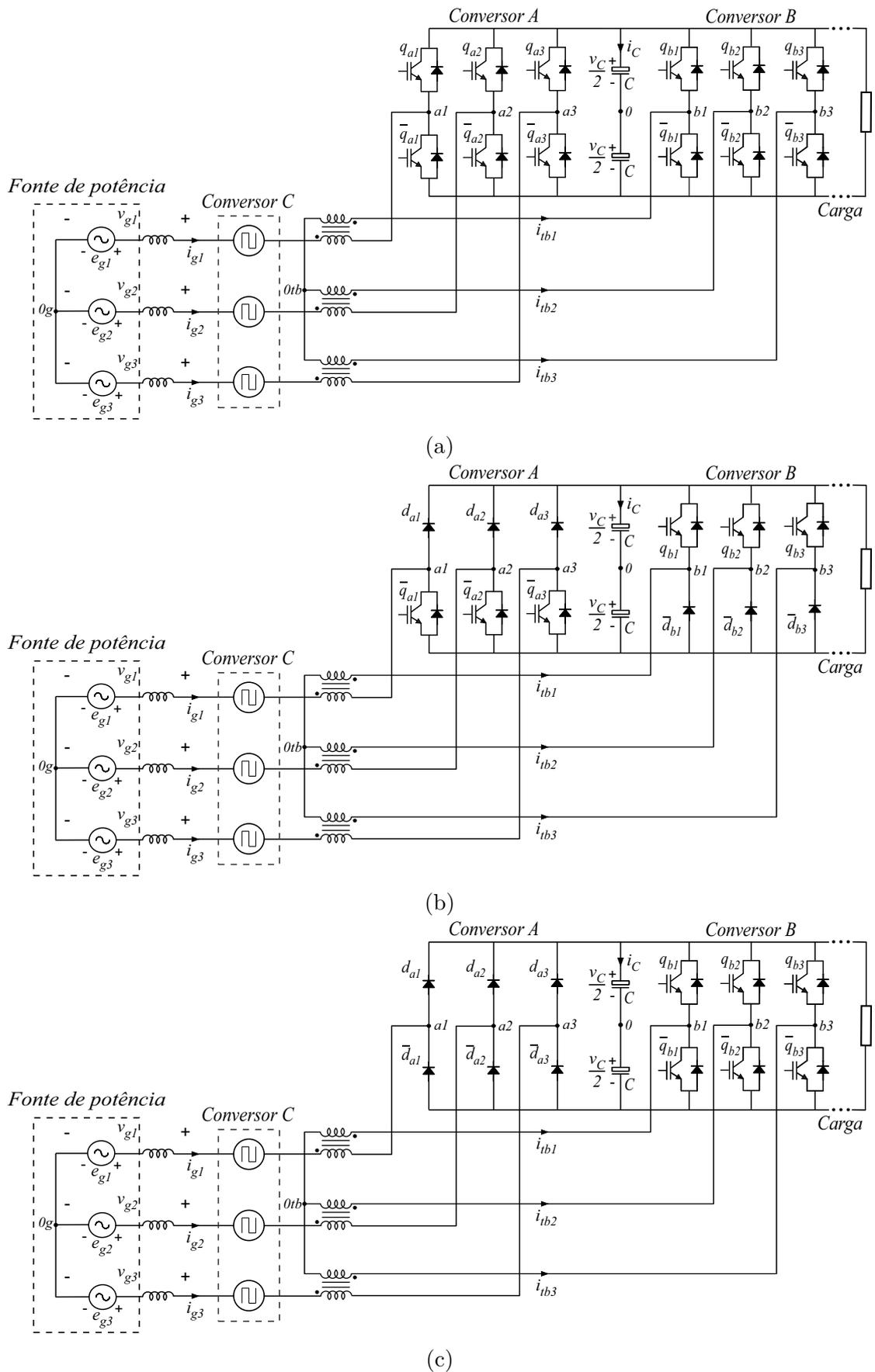


Figura 5.2 – Topologias do grupo de retificadores SCIT com $n_{conv} = 3$.
 (a) Configuração SCIT-1. (b) Configuração SCIT-2. (c) Configuração SCIT-3.

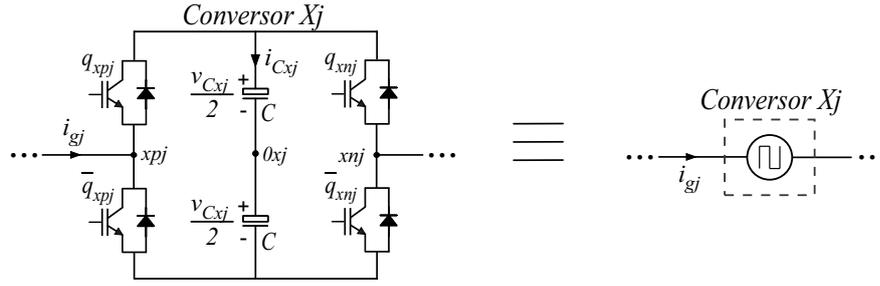


Figura 5.3 – Célula básica de uma fase da generalização das topologias com pontes H em cascata.

5.3 Topologias com pontes H em série

5.3.1 Generalização do modelo

Seguindo o mesmo procedimento feito para a generalização do modelo das topologias do grupo SCIT, é tomado como base o modelo apresentados no Capítulo 4, sendo n_{conv} a quantidade de pontes H em série em uma fase. Então, cada ponte H da fase j ($j = \{1, 2, 3\}$) deve ser denominada de conversor A_j , conversor B_j , ..., e conversor Z_j , de modo que o conversor Z_j é a n_{conv} -ésima ponte H. Além disso, uma ponte H genérica dentre estas é referida por conversor X_j , de modo que $X = \{A, B, \dots, Z\}$. Então, para n_{conv} pontes por fase, são necessários $n_{conv} - 1$ barramentos de capacitor flutuante por fase, de modo que apenas os barramentos dos conversores A_j podem ser ligados à carga e ter uma potência média diferente de zero em regime permanente.

Seguindo a mesma lógica aplicada na seção 4.2 do Capítulo 4, de forma genérica a equação dinâmica mostrada em (5.20) é válida para todas as topologias, do mesmo modo que a tensão v_{grj} , dada por (5.17). Já as tensões v_{gj} são dadas por (5.18) para a generalização das topologias SHB1DC e SHB3DCi, e por (5.19) para a generalização das topologias SHB3DCn. A Figura 5.3 ilustra uma célula básica que coloca um conversor em série com os demais da mesma fase, e deve ser tomada como referência.

$$v_{grj} = v_{apj0a} - v_{anj0a} + v_{bpj0b} - v_{bnj0b} + \dots + v_{zpj0z} - v_{znj0z} \quad (5.17)$$

$$v_{gj} = v_{grj} \quad (5.18)$$

$$v_{gj} = v_{grj} - v_{0g0a} \quad (5.19)$$

$$L_g \frac{di_{gj}}{dt} = e_{gj} - R_g i_{gj} - v_{gj}. \quad (5.20)$$

Para completar o modelo, as tensões de polo v_{xpj0x} e v_{xnj0x} são definidas em função dos estados de chaves q_{xpj} e q_{xnj} , respectivamente, segundo (5.21). As convenções descritas

no Capítulo 4 para os conversores A_j e B_j são estendidas aqui para todos os demais.

$$v_{x_{pj}0x} = \frac{v_{Cxj}}{2}(2q_{x_{pj}} - 1), \quad v_{x_{nj}0x} = \frac{v_{Cxj}}{2}(2q_{x_{nj}} - 1). \quad (5.21)$$

5.3.2 Generalização do LSPWM

A generalização do LSPWM é a mesma para todos os grupos de topologias apresentadas no Capítulo 4. Assim, considerando a utilização de n_{conv} pontes H em cascata por fase, a tensão v_{Cm} e sua referência v_{Cm}^* são dadas por (5.22).

$$v_{Cm} = v_{Ca_j} + v_{Cb_j} + \dots + v_{Cz_j}, \quad v_{Cm}^* = v_{Ca_j}^* + v_{Cb_j}^* + \dots + v_{Cz_j}^*. \quad (5.22)$$

De modo similar ao que foi estabelecido na generalização do LSPWM das configurações do grupo SCIT, dado um número n_{conv} de pontes H em cascata por fase, assume-se como caso ideal aquele em que a maior quantidade possível de níveis uniformemente distribuídos são gerados para v_{gr_j} . Assim, uma vez que se determine a quantidade máxima de níveis n_{lvl} em função da utilização de n_{conv} pontes H por fase, os valores de v_{Cx_j} ($x = \{a, b, \dots, z\}$) que geram essa distribuição de níveis devem ser determinados. Para isso, define-se as tensões normalizadas v'_{Cx_j} segundo (5.23), e busca-se determinar os valores de v'_{Cx_j} , para que assim as tensões v_{Cx_j} fiquem definidas em função de v'_{Cx_j} e v_{Cz_j} . Além disso, deve-se determinar o espaçamento Δ_{lvl} entre níveis adjacentes de v_{gr_j} , o número de portadoras n_{Δ} necessárias ao LSPWM, e o deslocamento em nível $v_{DC\Delta k}$ de cada uma delas.

$$v'_{Cx_j} = \frac{v_{Cx_j}}{v_{Cz_j}}. \quad (5.23)$$

Devido à redundância existente nas tensões geradas pelas pontes H quando $q_{x_{pj}} = q_{x_{nj}}$, a utilização de diodos nos conversores A_j de todas as topologias não implica na redução da quantidade máxima possível de níveis em relação aos casos convencionais, em que não se utilizam diodos. Isto significa que o número máximo de níveis que se pode gerar para v_{gr_j} é dado por (5.24), i.e., como cada ponte H é capaz de gerar 3 níveis, a quantidade de níveis gerados por n_{conv} pontes H em série é dada por $3^{n_{conv}}$. Além disso, considerando que v_{gr_j} deve variar de $-v_{Cm}$ a v_{Cm} , o espaçamento entre os níveis adjacentes é dado por (5.25).

$$n_{lvl} = 3^{n_{conv}} \quad (5.24)$$

$$\Delta_{lvl} = \frac{2v_{Cm}}{(n_{lvl} - 1)}. \quad (5.25)$$

Da mesma forma como foi feito no LSPWM das topologias SCIT, os intervalos limitados por 2 níveis adjacentes são denominados setores, e a cada um deles deve estar associada uma portadora deslocada em nível. Assim, o número de portadoras necessárias é definido por (5.26). Além disso, considerando $k = \{1, 2, \dots, n_{lvl} - 1\}$, a k -ésima portadora

associada ao setor k , denotada por $v_{\Delta k}$, deve ter uma amplitude de pico-a-pico igual a Δ_{lvl} e estar deslocada em nível em relação a 0 por um valor $v_{DC\Delta k}$ determinado por (5.27).

$$n_{\Delta} = n_{lvl} - 1 \quad (5.26)$$

$$v_{DC\Delta k} = (n_{lvl} - 2k) \frac{\Delta_{lvl}}{2} \quad (5.27)$$

Assumindo que a quantidade de níveis gerados é otimizada se $v'_{C_{aj}} > v'_{C_{bj}} > \dots > v'_{C_{zj}}$, a determinação dos valores de $v'_{C_{xj}}$ que geram a quantidade n_{lvl} de níveis equidistantes é feita por inspeção. Assim, observando-se as relações que otimizam vários casos particulares, e.g., $n_{conv} = 2$ e $n_{conv} = 3$, observou-se que as tensões normalizadas $v'_{C_{xj}}$ devem ser calculadas segundo (5.28).

$$v'_{C_{aj}} = 3^{(n_{conv}-1)}, \quad v'_{C_{bj}} = 3^{(n_{conv}-2)}, \quad \dots, \quad v'_{C_{zj}} = 1 \quad (5.28)$$

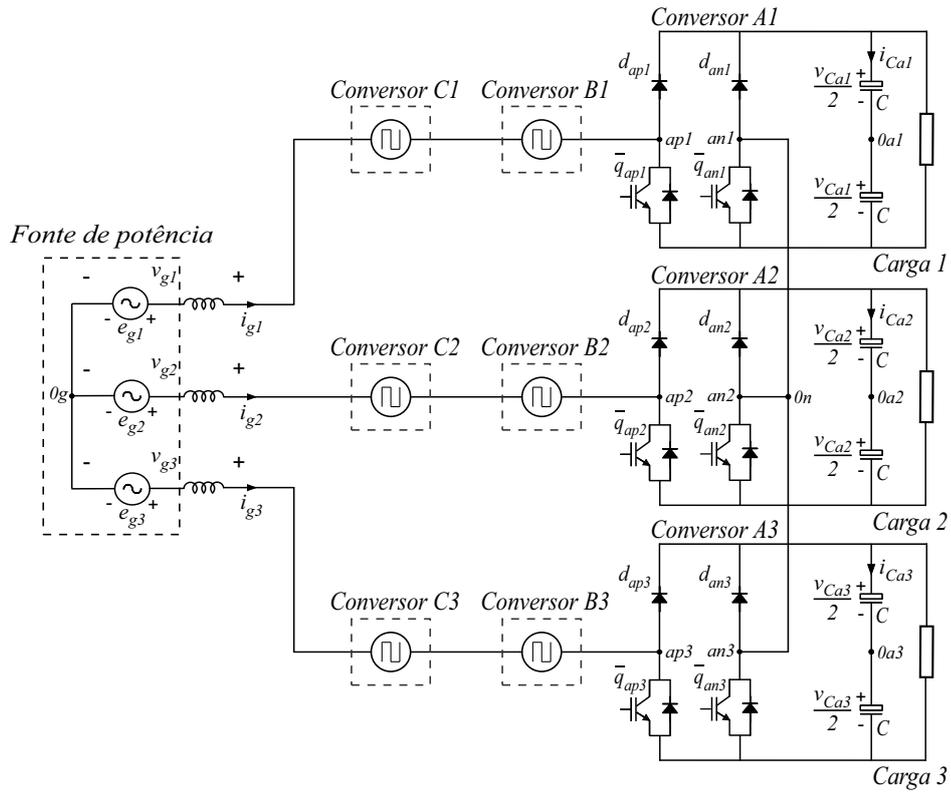
A escolha particular dos estados de chaves aplicados em cada nível (quando houver redundância) depende da topologia, i.e., se são empregados dois braços semicontrolados ou um braço controlado e um não-controlado no conversor A_j . Em geral, para o primeiro caso deve-se ter sempre que $q_{apj} = q_{anj} = 0$, enquanto para o segundo caso tem-se que $q_{apj} = q_{anj} = 1$ quando $i_{gj} \geq 0$, e $q_{apj} = q_{anj} = 0$ quando $i_{gj} < 0$. A partir disso devem ser elaboradas variações no LSPWM genérico descrito aqui, que vão depender basicamente do número de barramentos que se deseja controlar e da estratégia de controle adotada. Em geral, a prioridade deve ser estabelecer uma ação de controle que permita regular os barramentos adequadamente, e em seguida minimizar as perdas por chaveamento. Em alguns casos, como mostrado nos Capítulos 2 e 4, é necessário pular níveis ou adaptar o LSPWM para uma opção com menos níveis e mais redundâncias para realizar o controle. Então, estas análises devem ser feitas caso a caso.

5.3.3 Exemplo: retificadores com 3 *links* DC não isolados e 3 pontes H em série por fase

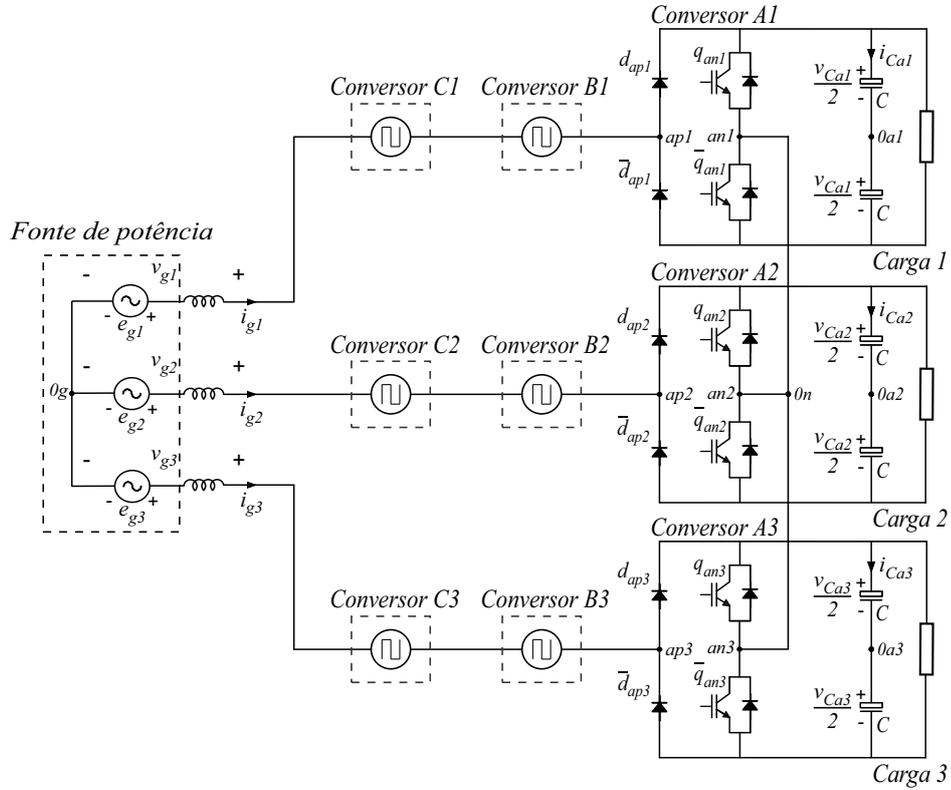
Um exemplo em que a generalização descrita pode ser empregada é o caso em que três pontes H são conectadas em cascata por fase, conforme mostrado na Figura 5.4. A figura contém duas topologias, uma correspondente à expansão da topologia SHB3DCn-1 e outra à topologia SHB3DCn-2. Deste modo, como os cálculos são exatamente os mesmos para ambos os casos, para $n_{conv} = 3$ tem-se:

$$n_{lvl} = 3^3 = 27$$

$$v'_{C_{aj}} = 3^{(3-1)} = 3^2 = 9, \quad v'_{C_{bj}} = 3^{(3-2)} = 3^1 = 3, \quad v'_{C_{cj}} = 3^{(3-3)} = 3^0 = 1.$$



(a)



(b)

Figura 5.4 – Topologias do grupo de retificadores SHB3DCn com $n_{conv} = 3$.
 (a) Configuração SHB3DCn-1. (b) Configuração SHB3DCn-2.

5.4 Conclusão

Neste capítulo foram apresentadas as generalizações do modelo e do LSPWM para dois grupos de topologias, o SCIT e o SHB. Por generalização entende-se a expansão dessas topologias considerando que n_{conv} células básicas são colocadas em série. Assim, a generalização do LSPWM consistiu basicamente na determinação de várias propriedades importantes, dentre as quais se destacam o número máximo de níveis equidistantes na tensão v_{grj} que as topologias comportam, e as leis de formação que definem os parâmetros necessários para se alcançar esse número de níveis calculado.

Deste modo, para o grupo SCIT pôde-se verificar o impacto que a substituição de chaves por diodos tem na redução do número máximo de níveis de v_{grj} , enquanto que para o grupo SHB pode-se constatar que não há diferença entre o número máximo de níveis gerados nas duas variações possíveis de cada subgrupo. Ao final de cada seção foram fornecidos exemplos de configurações nas quais a aplicação dos princípios de generalização apresentados são úteis na etapa inicial do desenvolvimento da técnica PWM. O problema de controle deve ser analisado caso a caso, portanto não pôde ser generalizado.

6 Conclusão

Neste trabalho de dissertação, três grupos de retificadores trifásicos foram apresentados. O primeiro grupo foi composto por cinco configurações básicas com a fonte AC configurada em *open-end*, permitindo a conexão em série de dois conversores trifásicos e fornecendo um ou dois barramentos DC. O segundo grupo foi composto por três configurações baseadas na conexão em cascata de dois conversores trifásicos por meio de transformadores de injeção, fornecendo apenas um barramento DC. O último grupo foi composto por seis configurações de retificadores baseados na conexão em série de duas pontes H por fase, fornecendo um ou três barramentos DC. Os primeiro e segundo grupos contêm topologias uni e bidirecionais, enquanto o último grupo contém apenas configurações unidirecionais.

Sobre essas configurações, foram apresentados os respectivos modelos, técnicas PWM, estratégias de controle dos barramentos DC, resultados de simulação e alguns resultados experimentais para validação da aplicabilidade das configurações. A análise dessas configurações foi baseada no THD das correntes da fonte AC, no WTHD das tensões AC geradas pelos retificadores, e no cálculo de perdas nos semicondutores. Em todos os casos esses cálculos foram feitos com base nos resultados de simulação.

Além disso, neste capítulo conclusivo são introduzidos os resultados de simulação relativos ao THD das correntes i_{gj} , ao WTHD das tensões v_{gj} , e às perdas nos semicondutores do retificador trifásico ativo convencional, mostrado na Figura 1.9. Nesta simulação foram considerados os mesmos parâmetros adotados para as simulações do grupo OE, abordadas no Capítulo 2, exceto pela tensão de referência do barramento DC, que foi ajustada em $v_C^* = 300V$ para manter o índice de modulação em 0,88. A Tabela 6.1 mostra os resultados desta simulação e serve ao propósito de comparação com as topologias trabalhadas mais detalhadamente ao longo deste trabalho.

Tabela 6.1 – THD médio das correntes i_{gj} (THD_i), WTHD médio das tensões v_{gj} ($WTHD_v$) e perdas nos semicondutores por condução (P_{cond}), por chaveamento (P_{chav}) e totais (P_{tot}) do retificador trifásico ativo convencional.

THD_i	$WTHD_v$	P_{cond}	P_{chav}	P_{tot}
1,85%	0,259%	18,57 W	49,31 W	67,88 W

Nas Figuras de 6.1 a 6.6, exibidas no final do capítulo, são mostrados gráficos de barras de THD, WTHD e perdas nos semicondutores que podem servir de referência para a discussão que segue ao longo deste capítulo. Além disso, a Tabela 6.2 mostra informações adicionais sobre a contagem de componentes e número de níveis gerados para as tensões v_{grj} e v_{gj} de todas as configurações. A partir das análises feitas, pôde-se concluir que

entre o grupo OE (*Open-End*) e o SCIT (*Series Converters with Injection Transformers*), as configurações que apresentaram maior THD e WTHD foram as do grupo OE1DC, apresentando também uma das maiores perdas nos semicondutores, principalmente pelo fato de precisarem de uma tensão maior no barramento DC para atingirem o mesmo índice de modulação. Apesar dessas desvantagens, uma vantagem desse grupo de topologias é o fato de ser fornecido apenas um barramento DC, o que permite sua utilização em uma gama maior de aplicações.

As configurações do grupo OE2DC com $v_{Ca} = v_{Cb}$, que empregam o LSPWM (*Level-Shifted PWM*) de 3 níveis, apresentaram um desempenho similar em termos de THD, WTHD e perdas em relação às do grupo SCIT com $\eta = 1$, que também empregam o mesmo LSPWM. Além de apresentarem um desempenho melhor do que as configurações do grupo OE1DC, estas configurações ainda possuem estratégias de controle simples e que não degradam o THD das correntes da fonte AC. As topologias do grupo OE2DC têm a desvantagem de fornecerem 2 barramentos DC que devem ter uma relação de cargas de aproximadamente 1:1, se $v_{Ca} = v_{Cb}$, ou de 4:1, se $v_{Ca} = 2v_{Cb}$. Já as configurações do grupo SCIT, apesar de fornecerem apenas um barramento DC, têm a desvantagem de precisarem dos transformadores de injeção.

As configurações que apresentaram os melhores desempenhos em termos de THD e WTHD entre os grupos OE e SCIT foram as OE2DC-1 com $v_{Ca} = 2v_{Cb}$ e a SCIT-1 com $\eta = 2$, ambas utilizando o LSPWM de 4 níveis, sendo que essa última apresentou os menores valores. Por ter apenas um barramento DC, a configuração SCIT-1 possui um sistema de controle mais simples. Por outro lado, a configuração OE2DC-1 possui dois barramentos DC e necessita de uma estratégia de controle mais complexa, e para o caso $v_{Ca} = 2v_{Cb}$ esta estratégia degrada o THD e o WTHD. Em termos de perdas nos semicondutores, a configuração OE2DC-1 com $v_{Ca} = 2v_{Cb}$ proporcionou o menor valor entre todas as topologias dos grupos OE e SCIT, enquanto a configuração SCIT-1 com $\eta = 2$ apresentou o maior valor, principalmente em função do aumento da tensão v_C do barramento DC.

Dentre as configurações do grupo SHB (*Series H-Bridges*), as configurações que apresentaram os melhores desempenhos em termos de THD, WTHD e perdas foram as do grupo SHB3DCn, mesmo com um índice de modulação menor do que as demais. Em particular, a configuração SHB3DCn-1 se destacou com os menores valores de THD por apresentar distorções menores na passagem por zero das correntes i_{gj} . As configurações dos grupos SHB1DC e SHB3DCi apresentaram desempenhos similares, sendo que as do primeiro grupo forneceram valores de THD e WTHD menores e perdas nos semicondutores um pouco maiores. Com relação às duas técnicas PWM utilizadas, (i.e., o LSPWM de 9 níveis e o LSPWM de 7 níveis) o LSPWM de 7 níveis proporcionou menores valores de THD, WTHD e perdas, considerando os índices de modulação que foram fixados. No

entanto, é importante destacar que o LSPWM de 7 níveis oferece mais limitações com relação ao índice de modulação máximo em que se pode trabalhar, de modo que para índices maiores apenas o LSPWM de 9 níveis pode ser utilizado.

Comparando as topologias do grupo OE com o retificador trifásico ativo convencional por meio da Tabela 6.1, percebe-se que as configurações do grupo OE1DC apresentaram maior THD e WTHD. Isto porque, mesmo que a topologia convencional apresente apenas 2 níveis de tensão em v_{grj} , o fato de nela existir uma tensão de neutro faz com que as tensões v_{gj} possuam 5 níveis. No entanto, a necessidade de aumentar a tensão do barramento para manter o mesmo índice de modulação faz com que a configuração convencional apresente maiores perdas totais nos semicondutores devido ao aumento das perdas por chaveamento. Isto também é válido se a configuração convencional for comparada com as topologias do grupo OE2DC, que além disso apresentam valores de THD e WTHD menores.

Com relação às topologias do grupo SCIT, comparando-as com a topologia convencional percebe-se que elas apresentam menores valores de THD e WTHD, além de apresentarem também menores perdas por chaveamento, e por consequência menores perdas totais nos semicondutores. Já as topologias do grupo SHB apresentam maiores perdas nos semicondutores devido ao maior número de componentes. Em compensação, os valores de THD e WTHD são bem menores do que os do retificador convencional. Com é possível reduzir a frequência de chaveamento para igualar os THDs e reduzir as perdas por chaveamento, essa comparação torna-se inconclusiva. A análise de perdas realizada neste trabalho considera a mesma frequência das portadoras deslocadas em nível para todas as topologias. Uma outra possibilidade é comparar as perdas variando a frequência das portadoras de cada configuração, deixando todas com o mesmo THD. Esta análise será realizada em trabalhos futuros.

Além da proposição e análise comparativa de topologias de retificadores, neste trabalho também foi desenvolvida a generalização do modelo dos sistemas e dos cálculos preliminares relacionados à técnica LSPWM (Level-Shifted PWM) ótima para as topologias dos grupos SCIT e SHB. Esta generalização se baseou na expansão dos casos apresentados, em que duas células básicas foram colocadas em série, para os casos de n_{conv} células.

Com isto, o trabalho contribuiu para o aumento do número de possibilidades de retificadores ativos e híbridos disponíveis na literatura de eletrônica de potência, oferecendo ainda soluções de técnicas PWM e estratégias de controle, que podem eventualmente ser adaptadas para outros casos não trabalhados. As topologias apresentadas podem servir como alternativas a configurações mais tradicionais com número similar de elementos semicondutores. Por exemplo, as configurações dos grupos OE e SCIT podem atuar em situações em que retificadores trifásicos NPC de 3 níveis são utilizados, enquanto as do

grupo SHB podem ser aplicadas em substituição a retificadores trifásicos NPC de 5 níveis, com a vantagem de poderem oferecerem mais níveis de tensão com menos IGBTs nas versões unidirecionais, além de precisarem de menos diodos de potência.

Tabela 6.2 – Contagem de componentes e número de níveis gerados para as tensões v_{grj} e v_{gj} em cada topologia. A cada IGBT está associado um diodo em antiparalelo. Na coluna "Diodos" são desconsiderados os diodos em antiparalelo com IGBTs. "CONV. RECT." se refere ao retificador ativo trifásico convencional.

	IGBTs	Diodos	Barr. DC	Níveis em v_{grj}	Níveis em v_{gj}
CONV. RECT.	6	0	1	2	5
OE1DC-1	12	0	1	3	3
OE1DC-2	6	6	1	3	3
OE1DC-3	6	6	1	3	3
OE2DC-1	12	0	2	3/4	9/13
OE2DC-2	6	6	2	3	9
SCIT-1	12	0	1	3/4	9/13
SCIT-2	6	6	1	3	9
SCIT-3	6	6	1	3	9
SHB1DC-1	18	6	1 + 3 flut.	9/7	9/7
SHB1DC-2	18	6	1 + 3 flut.	9/7	9/7
SHB3DCi-1	18	6	3 + 3 flut.	9/7	9/7
SHB3DCi-2	18	6	3 + 3 flut.	9/7	9/7
SHB3DCn-1	18	6	3 + 3 flut.	9/7	33/25
SHB3DCn-2	18	6	3 + 3 flut.	9/7	33/25

6.1 Trabalhos Futuros

Findadas as atividades do mestrado, dentre as atividades futuras previstas para o doutorado e que estão relacionadas ao trabalho de dissertação apresentado, estão as seguintes:

- Complemento e melhoria dos resultados experimentais obtidos.
- Aprofundamento das análises dos grupos de topologias estudados, considerando outras figuras de mérito.
- Comparação das topologias propostas com outras topologias convencionais, e.g., NPC de 3 níveis, NPC de 5 níveis.
- Estudo de outras topologias de retificadores.

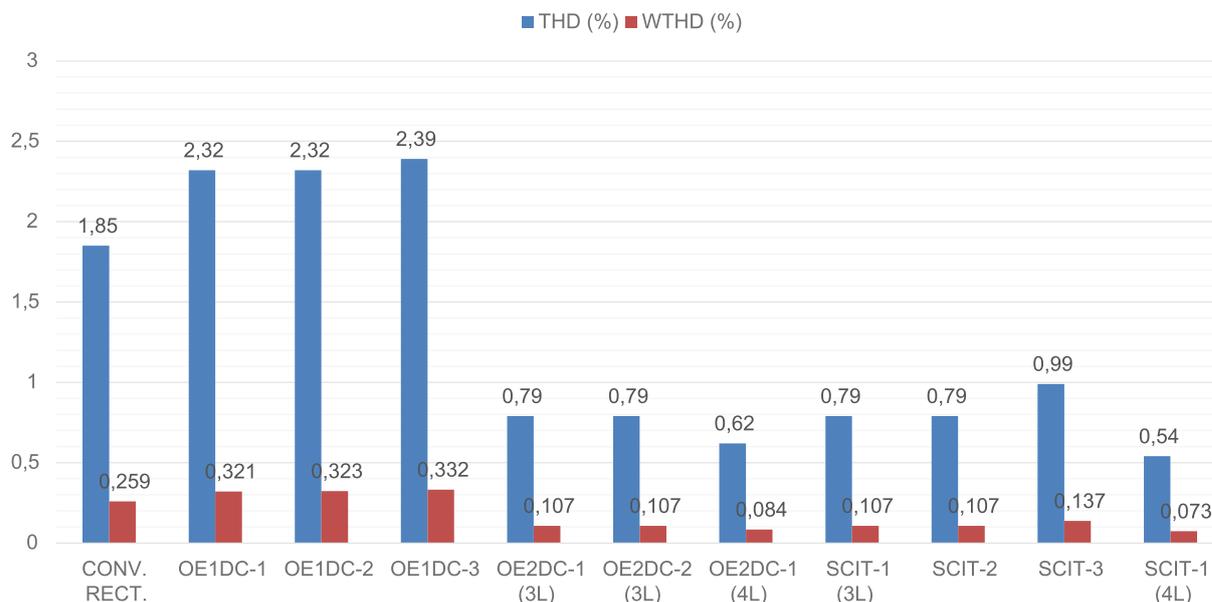


Figura 6.1 – THD médio das correntes i_{gj} e WTHD médio das tensões v_{gj} nas configurações dos grupos OE e SCIT. "CONV. RECT." se refere ao retificador ativo trifásico convencional. Os identificadores (3L) e (4L) se referem respectivamente os casos em que se usa o LSPWM de 3 e 4 níveis.

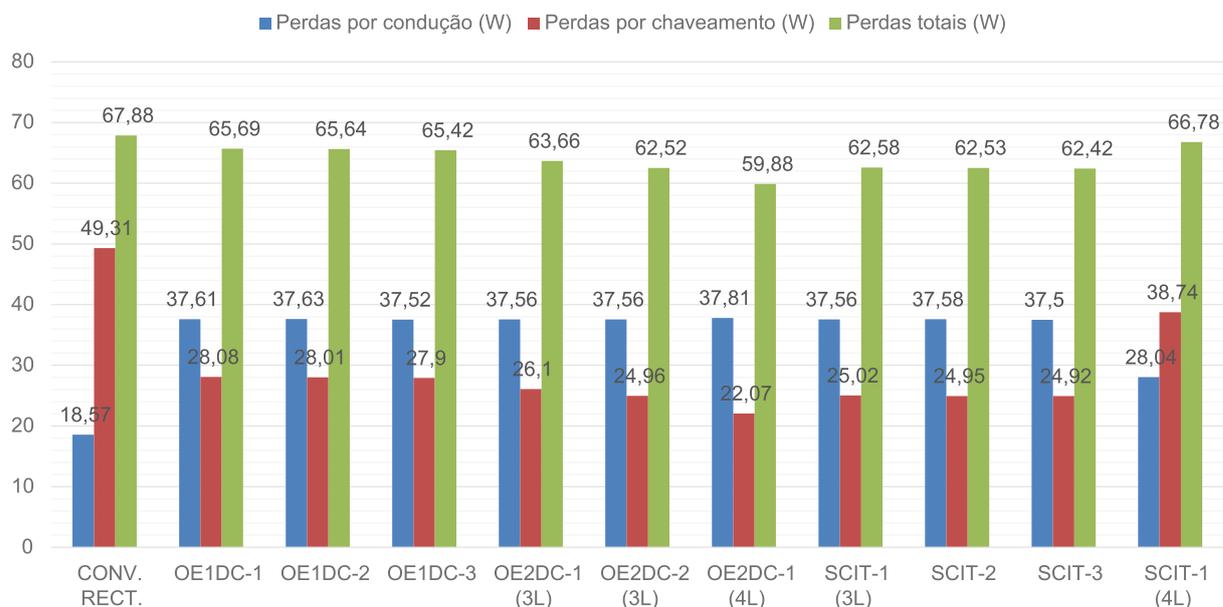


Figura 6.2 – Perdas por condução, por chaveamento e totais nas configurações dos grupos OE e SCIT. "CONV. RECT." se refere ao retificador ativo trifásico convencional. Os identificadores (3L) e (4L) se referem respectivamente os casos em que se usa o LSPWM de 3 e 4 níveis.

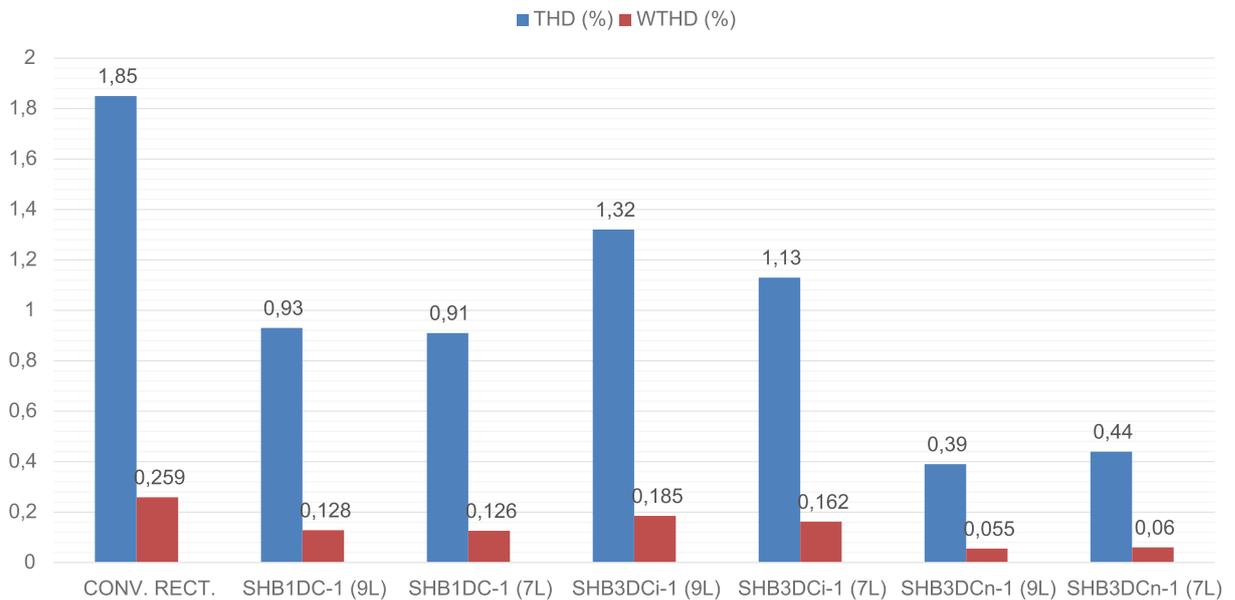


Figura 6.3 – THD médio das correntes i_{gj} e WTHD médio das tensões v_{gj} nas configurações 1 do grupo SHB. "CONV. RECT." se refere ao retificador ativo trifásico convencional. Os identificadores (9L) e (7L) se referem respectivamente os casos em que se usa o LSPWM de 9 e 7 níveis.

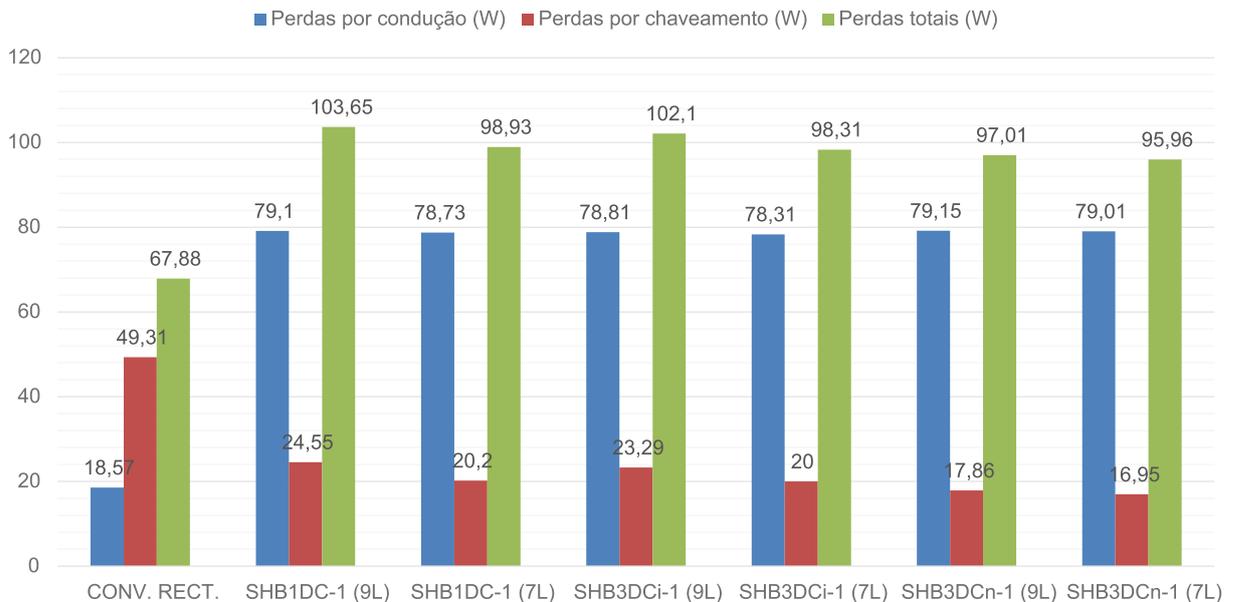


Figura 6.4 – Perdas por condução, por chaveamento e totais nas configurações 1 do grupo SHB. "CONV. RECT." se refere ao retificador ativo trifásico convencional. Os identificadores (9L) e (7L) se referem respectivamente os casos em que se usa o LSPWM de 9 e 7 níveis.

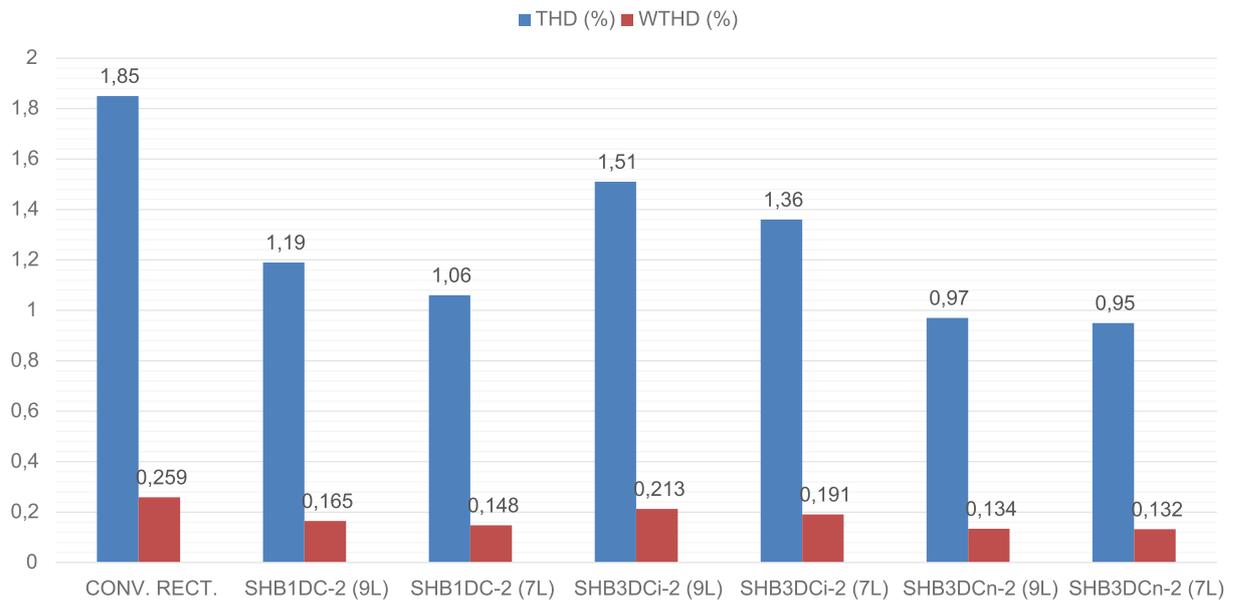


Figura 6.5 – THD médio das correntes i_{gj} e WTHD médio das tensões v_{gj} nas configurações 2 do grupo SHB. "CONV. RECT." se refere ao retificador ativo trifásico convencional. Os identificadores (9L) e (7L) se referem respectivamente os casos em que se usa o LSPWM de 9 e 7 níveis.

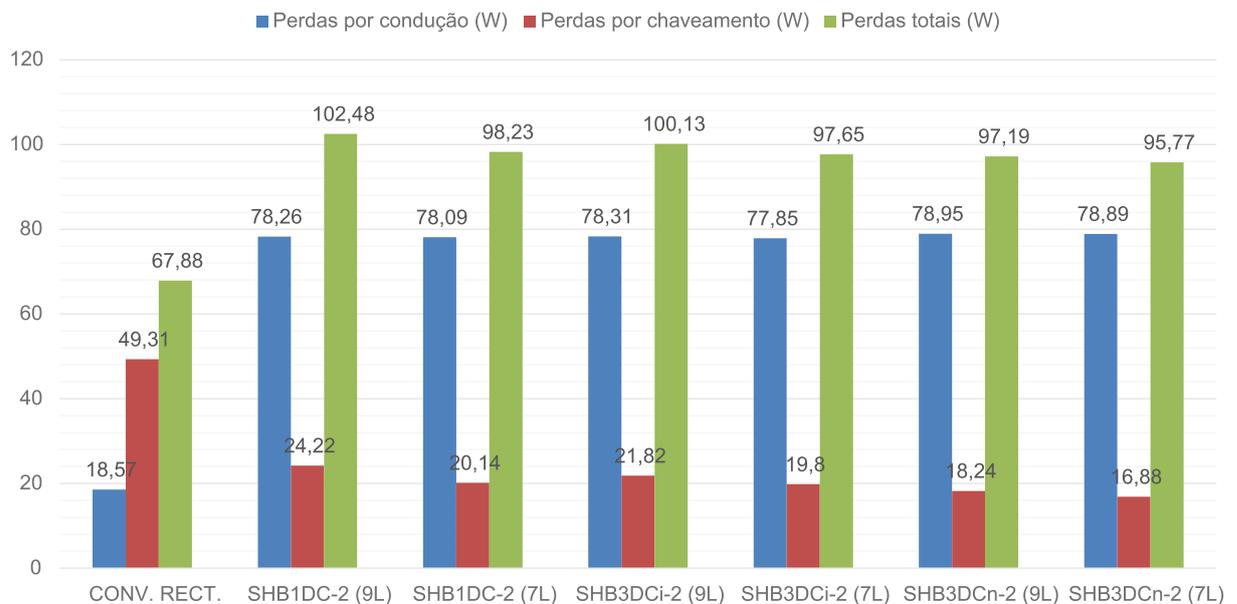


Figura 6.6 – Perdas por condução, por chaveamento e totais nas configurações 2 do grupo SHB. "CONV. RECT." se refere ao retificador ativo trifásico convencional. Os identificadores (9L) e (7L) se referem respectivamente os casos em que se usa o LSPWM de 9 e 7 níveis.

Referências

- 1 FREITAS, L. G. de; COELHO, E.; FINAZZI, A.; SIMOES, M. G.; CANESIN, C. A.; FREITAS, L. de. Programmable PFC based hybrid multipulse power rectifier for utility interface of power electronic converters. In: *Power Electronics Specialists Conference (PESC)*. [S.l.: s.n.], 2005. p. 2237 – 2243. Citado 3 vezes nas páginas viii, 7 e 8.
- 2 ALVES, R. L.; FONT, C. H. I.; BARBI, I. A novel unidirectional hybrid three-phase rectifier system employing boost topology. In: *Power Electronics Specialists Conference (PESC)*. [S.l.: s.n.], 2005. p. 487 – 493. Citado 3 vezes nas páginas viii, 7 e 8.
- 3 WANG, Y.; PANDA, D.; LIPO, T.; PAN, D. Open-winding power conversion systems fed by half-controlled converters. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 28, n. 5, p. 2427 – 2436, May 2013. ISSN 0885-8993. Citado 3 vezes nas páginas 2, 10 e 12.
- 4 JACOBINA, C. B.; ROCHA, N.; MARINUS, N. Open-end winding permanent magnet synchronous generator system with reduced controlled switch count. In: *2013 Brazilian Power Electronics Conference - COBEP*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 692–698. Citado 3 vezes nas páginas 2, 10 e 12.
- 5 MELLO, J.; JACOBINA, C.; CARLOS, G.; ROCHA, N. AC/DC converters with open-end grid for AC machine conversion systems. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2014 IEEE*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1278 – 1285. Citado 2 vezes nas páginas 2 e 10.
- 6 WANG, Y.; PANDA, D.; LIPO, T.; PAN, D. Pulsewidth-modulated dual-half-controlled converter. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 28, n. 2, p. 959–969, 2013. ISSN 0885-8993. Citado na página 2.
- 7 KOLAR, J. W.; FRIEDLI, T. The essence of three-phase PFC rectifier systems - part i. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 28, n. 1, p. 176 – 198, January 2013. Citado 2 vezes nas páginas 5 e 6.
- 8 CARBONE, R.; CORSONELLO, P.; SCAPPATURA, A. A three-phase diode rectifier with low current harmonics. In: *2003 IEEE International Conference on Industrial Technology*. [S.l.: s.n.], 2003. v. 2, p. 642 – 647. Citado na página 5.
- 9 ALEXA, D.; SIRBU, A.; LAZAR, A. Three-phase rectifier with near sinusoidal input currents and capacitors connected on the AC side. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 53, n. 5, p. 1612 – 1620, Oct. 2006. ISSN 0278-0046. Citado na página 5.
- 10 LUO, Y.; CHEN, Z.; ZHU, Y.; QIU, Y. Three-phase rectifier with near-sinusoidal input currents and capacitors parallel connected with the upper diodes. In: *IEEE 6th Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC)*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1697 – 1702. Citado na página 5.
- 11 SINGH, B.; SINGH, B.; CHANDRA, A.; AL-HADDAD, K.; PANDEY, A.; KOTHARI, D. A review of three-phase improved power quality AC-DC converters.

Industrial Electronics, IEEE Transactions on, IEEE, v. 51, n. 3, p. 641 – 660, June 2004. ISSN 0278-0046. Citado na página 6.

12 SOEIRO, T. B.; KOLAR, J. W. Analysis of high-efficiency three-phase two- and three-level unidirectional hybrid rectifiers. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 60, n. 9, p. 3589 – 3601, September 2013. Citado na página 7.

13 ALVES, R.; BARBI, I. A new hybrid high power factor three-phase unidirectional rectifier. In: *Industrial Electronics, 2006 IEEE International Symposium on*. [S.l.: s.n.], 2006. v. 2, p. 1046 – 1051. Citado na página 7.

14 COSTA, A. V.; RODRIGUES, D. B.; FREITAS, L. C. de; JR., J. B. V.; COELHO, E. A. A.; FARIAS, V. J.; FREITAS, L. C. G. Hybrid three-phase rectifier with high power factor and voltage sags ride-through capability for utility interface of adjustable speed drives. In: *Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 582 – 588. Citado na página 7.

15 HARTMANN, M.; FEHRINGER, R. Active three-phase rectifier system using a “flying” converter cell. In: *Energy Conference and Exhibition (ENERGYCON), 2012 IEEE International*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 82 – 89. Citado na página 7.

16 BENTO, A.; ALMEIDA, K. de; OLIVEIRA, J.; SILVA, E. da; JACOBINA, C. A high power factor three-phase three-level rectifier. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2007. PESC 2007. IEEE*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 3040 – 3045. ISSN 0275-9306. Citado na página 7.

17 NABAE, A.; NAKANO, H.; ARAI, S. Novel sinusoidal converters with high power factor. In: *Industry Applications Society Annual Meeting, 1994*. [S.l.: s.n.], 1994. p. 775 – 780, vol. 2. Citado na página 7.

18 UMBRÍA, F.; GORDILLO, F.; SALAS, F.; VÁZQUEZ, S. Voltages balance control in three phase three-level npc rectifiers. In: *2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 3018 – 3023. Citado na página 8.

19 BENTO, A. A. de M.; VIEIRA, P. K. P.; SILVA, E. R. C. da. Application of the one-cycle control technique to a three-phase three-level npc rectifier. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 50, n. 2, p. 1177 – 1184, Mar./Apr. 2014. Citado na página 9.

20 FUKUDA, S.; MATSUMOTO, Y.; SAGAWA, A. Optimal-regulator-based control of NPC boost rectifiers for unity power factor and reduced neutral-point-potential variations. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 46, n. 3, p. 527 – 534, Jun. 1999. Citado na página 9.

21 WANG, Z.; CHANG, L. Pwm AC/DC boost converter system for induction generator in variable-speed wind turbines. In: *Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*. [S.l.: s.n.], 2005. p. 591 – 594. Citado na página 9.

22 MEDRI, K. E.; WU, B. A variable frequency PWM rectifier for wind driven induction generators. In: *IECON 2006 - 32nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 1417 – 1422. Citado na página 9.

- 23 MILLER, S. K. T.; SUN, J. Comparative study of three-phase PWM rectifiers for wind energy conversion. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 937 – 943. Citado na página 9.
- 24 LI, Y.; MI, C. Analysis, design and simulation of direct-drive PM wind power generators with PWM rectifiers. In: *IECON 2007 - 33rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 1610 – 1614. Citado na página 9.
- 25 KHARITONOV, S.; BROVANOV, S.; ZINOVIEV, G. Power analysis of a multimodular wind power system including PMG, active rectifier and VSI. In: *7th International Conference-Workshop on Compatibility and Power Electronics (CPE)*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 78 – 85. Citado na página 9.
- 26 PARSA, L.; TOLIYAT, H. Five-phase permanent-magnet motor drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 41, n. 1, p. 30 – 37, Jan./Feb. 2005. ISSN 0093-9994. Citado na página 9.
- 27 SINGH, M.; CHANDRA, A. Application of adaptive network-based fuzzy inference system for sensorless control of PMSG-based wind turbine with nonlinear-load-compensation capabilities. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 26, n. 1, p. 165 – 175, Jan. 2011. ISSN 0885-8993. Citado na página 9.
- 28 LEVI, E. Multiphase electric machines for variable-speed applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 55, n. 5, p. 1893–1909, 2008. ISSN 0278-0046. Citado na página 9.
- 29 ANDRIOLLO, M.; BORTOLI, M.; MARTINELLI, G.; MORINI, A.; TORTELLA, A. Design improvement of a single-phase brushless permanent magnet motor for small fan appliances. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, n. 1, p. 88–95, Vol. 57, Jan. 2010. ISSN 0278-0046. Citado na página 9.
- 30 XU, H.; LI, J. FPGA based multiplex PWM generator for multilevel converters applied wind power generator. In: *Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference - APPEEC*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1 – 4. Citado na página 9.
- 31 MELICIO, R.; MENDES, V.; CATALAO, J. Two-level and multilevel converters for wind energy systems: A comparative study. In: *Power Electronics and Motion Control Conference - EPE-PEMC*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1682 – 1687. Citado na página 10.
- 32 IQBAL, A.; ALAMMARI, R.; ABU-RUB, H.; AHMED, S. PWM scheme for dual matrix converters based five-phase open-end winding drive. In: *IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1686 – 1690. Citado na página 10.
- 33 ZHOU, Y.; NIAN, H. Investigation on open winding PMSG system with the integration of full controlled and uncontrolled converter. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2013 IEEE*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 3912 – 3917. Citado na página 10.
- 34 SALEM, A.; BELIE, F. D.; DARBA, A.; EISSA, M.; WASFY, S.; MELKEBEEK, J. Evaluation of a dual-t-type converter supplying an open-end winding induction machine. In: *Industrial Electronics Society, IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 749 – 754. Citado na página 10.

- 35 SOMASEKHAR, V. T.; GOPAKUMAR, K.; BAIJU, M. R.; MOHAPATRA, K. K.; UMANAND, L. A multilevel inverter system for an induction motor with open-end windings. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 52, n. 3, p. 824 – 836, June 2005. Citado na página 10.
- 36 CORZINE, K.; SUDHOFF, S.; WHITCOMB, C. Performance characteristics of a cascaded two-level converter. *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, v. 14, n. 3, p. 433–439, Sept. 1999. ISSN 0885-8969. Citado na página 10.
- 37 STEMLER, H.; GUGGENBACH, P. Configurations of high-power voltage source inverter drives. In: *Power Electronics and Applications, 1993., Fifth European Conference on*. [S.l.: s.n.], 1993. p. 7–14 vol.5. Citado na página 10.
- 38 SOMASEKHAR, V. T.; GOPAKUMAR, K.; BAIJU, M. R.; MOHAPATRA, K. K.; UMANAND, L. A multilevel inverter system for an induction motor with open-end windings. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 52, n. 3, p. 824 – 836, June 2005. Citado na página 10.
- 39 LEE, Y.; HA, J. Hybrid modulation of dual inverter for open-end permanent magnet synchronous motor. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 30, n. 6, p. 3286 – 3299, 2015. Citado na página 10.
- 40 SANTOS, E. dos. Series-voltage-action converter. *Power Electronics, IET, IET*, v. 5, n. 7, p. 1127 – 1136, Aug. 2012. ISSN 1755-4535. Citado 2 vezes nas páginas 10 e 44.
- 41 DU, Z.; OZPINECI, B.; TOLBERT, L. Modulation extension control of hybrid cascaded h-bridge multilevel converters with 7-level fundamental frequency switching scheme. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2007. PESC 2007. IEEE*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 2361–2366. ISSN 0275-9306. Citado na página 10.
- 42 NAMI, A.; ZARE, F.; GHOSH, A.; BLAABJERG, F. A hybrid cascade converter topology with series-connected symmetrical and asymmetrical diode-clamped h-bridge cells. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 26, n. 1, p. 51–65, 2011. ISSN 0885-8993. Citado na página 10.
- 43 ROTELLA, M.; PENAILILLO, G.; PEREDA, J.; DIXON, J. Pwm method to eliminate power sources in a nonredundant 27-level inverter for machine drive applications. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 56, n. 1, p. 194–201, 2009. ISSN 0278-0046. Citado na página 10.
- 44 VAZQUEZ, S.; LEON, J.; FRANQUELO, L.; PADILLA, J.; CARRASCO, J. Dc-voltage-ratio control strategy for multilevel cascaded converters fed with a single dc source. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 56, n. 7, p. 2513–2521, 2009. ISSN 0278-0046. Citado na página 10.
- 45 LU, S.; CORZINE, K. Advanced control and analysis of cascaded multilevel converters based on p-q compensation. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 22, n. 4, p. 1242–1252, 2007. ISSN 0885-8993. Citado na página 10.
- 46 BUTICCHI, G.; BARATER, D.; LORENZANI, E.; CONCARI, C.; FRANCESCHINI, G. A nine-level grid-connected converter topology for single-phase transformerless pv systems. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, PP, n. 99, p. 1–1, 2013. ISSN 0278-0046. Citado na página 10.

-
- 47 CORTES, P.; WILSON, A.; KOURO, S.; RODRIGUEZ, J.; ABU-RUB, H. Model predictive control of multilevel cascaded h-bridge inverters. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 57, n. 8, p. 2691–2699, 2010. ISSN 0278-0046. Citado na página 10.
- 48 FILHO, R. M. S.; SEIXAS, P. F.; CORTIZO, P. C.; TORRES, L. A. B.; SOUZA, A. F. Comparison of three single-phase PLL algorithms for UPS applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 55, n. 8, p. 2923 – 2932, August 2008. Citado 2 vezes nas páginas 26 e 75.
- 49 JACOBINA, C.; CORREA, M. d. R.; OLIVEIRA, T.; LIMA, A.; SILVA, E. da. Current control of unbalanced electrical systems. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 48, n. 3, p. 517 – 525, June 2001. ISSN 0278-0046. Citado 2 vezes nas páginas 26 e 75.