



UNIVERSIDADE FEDERAL DE CAMPINA GRANDE
Centro de Engenharia Elétrica e Informática
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Conversores PWM Multinível com Capacitores Flutuantes, Transformadores em Cascata e Braços Compartilhados

João Paulo Ramos Agra Mélo

Campina Grande - PB

Março - 2019

UNIVERSIDADE FEDERAL DE CAMPINA GRANDE
Centro de Engenharia Elétrica e Informática
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Conversores PWM Multinível com Capacitores Flutuantes, Transformadores em Cascata e Braços Compartilhados

João Paulo Ramos Agra Mélo

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

Área de Concentração:
Processamento de Energia

Professor Cursino Brandão Jacobina, Dr. Ing.
Orientador

Campina Grande - PB
Março - 2019

M527c Mélo, João Paulo Ramos Agra.
Conversores PWM multinível com capacitores flutuantes,
transformadores em cascata e braços compartilhados / João Paulo Ramos
Agra Mélo. – Campina Grande, 2019.
173 f. : il. color.

Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de
Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática, 2019.
"Orientação: Prof. Dr. Cursino Brandão Jacobina".
Referências.

1. Eletrônica de Potência. 2. Células em Cascata. 3. Conversores
Multinível. 4. Capacitores Flutuantes. 5. Transformadores em Cascata.
6. Processamento de Energia. I. Jacobina, Cursino Brandão. II. Título.

CDU 621.38(043)

**"CONVERSORES PWM MULTINÍVEL COM CAPACITORES FLUTUANTES,
TRANSFORMADORES EM CASCATA E BRAÇOS COMPARTILHADOS**

"

JOÃO PAULO RAMOS AGRA MELLO

TESE APROVADA EM 11/03/2019



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



ISAAC SOARES DE FREITAS, D.Sc., UFPB
Examinador(a)

LUIZ HENRIQUE SILVA COLADO BARRETO, Dr., UFC
Examinador(a)



ANTONIO MARCUS NOGUEIRA LIMA, Dr., UFCG
Examinador(a)



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

CAMPINA GRANDE - PB

Aos meus pais, Ednalva e Manassés.

Agradecimentos

Agradeço a Deus pela vida e pelas oportunidades que tive ao longo dela.

Agradeço à minha família pelo apoio e ensinamentos. 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 suporte às minhas decisões, pelos conselhos e senso de dignidade e justiça nos quais tive base para construir os meus próprios. Aos meus irmãos, Amon e Gabriel, por sempre estarem ao meu lado. À minha mais que parceira 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, e ex-alunos, dos quais tive apoio e com quem tive oportunidade de conviver e dividir conhecimento. Ao CNPq, à CAPES, e à COPELE, pelo suporte e financiamento.

Finalmente, agradeço aos demais amigos e colegas de modo geral, em especial àqueles com quem convivi no dia-a-dia e que me ajudaram tornado o ambiente de trabalho um local agradável, ao qual tive o prazer de retornar dia após dia.

"Sapere aude."
(Immanuel Kant)

Resumo

Nesta tese de doutorado são propostas configurações de conversores estáticos multinível de potência como soluções alternativas com melhor desempenho em termos de distorção harmônica, perdas de potência, e estresse de chaveamento em relação às opções convencionais consideradas. São apresentados quatro grupos de conversores baseados em células assimétricas em cascata. O primeiro grupo utiliza uma fonte trifásica em *open-end* para conectar duas células trifásicas em série com o sistema, além de pontes H e capacitor flutuante em série com as fases. O objetivo é mostrar o melhor desempenho dos retificadores unidirecionais propostos frente à topologia convencional de dois níveis e validar as técnicas propostas para regular os capacitores flutuantes. Nos três grupos restantes são abordadas topologias de conversores trifásicos de três e quatro fios, e ainda conversores monofásicos com braço compartilhado, nos quais são usados transformadores com os enrolamentos secundários em cascata para conectar as células em série usando um único barramento CC. Nestes casos, o objetivo é demonstrar a simplicidade de operação e controle dos conversores em relação a alternativas com vários barramentos CC, como as do primeiro grupo. Além disso, tem-se por objetivo demonstrar o desempenho em relação a opções convencionais de dois níveis e multinível com um barramento CC, mostrando que as configurações propostas podem apresentar melhor desempenho, apesar das componentes de perdas adicionais dos transformadores. A metodologia de análise e validação das topologias consistiu na realização de simulações digitais sob condições normalizadas para todos os casos, considerando como figuras de mérito a distorção harmônica das formas de onda de tensão e corrente, a frequência e o estresse de chaveamento, além das perdas nos semicondutores e totais dos sistemas sob condições de THD normalizada. Após verificado o desempenho em simulação, as estruturas foram validadas experimentalmente. De modo geral, verificou-se por meio dos resultados obtidos que as configurações propostas puderam operar tanto com menor distorção harmônica, como com menores perdas nos semicondutores e totais, além de poderem operar sob menor frequência de chaveamento em condições de distorção harmônica normalizadas, possuindo portanto menor estresse de chaveamento. Além disso, no primeiro grupo de configurações as técnicas PWM e de regulação dos barramentos e capacitor flutuante foram validadas com sucesso. Já no caso dos grupos restantes, pôde-se verificar maior simplicidade do sistema de controle. Assim, conclui-se que as configurações propostas foram validadas como alternativas multinível, que as técnicas PWM e de controle utilizadas mostraram eficácia, e que as técnicas de gerar topologias multinível com transformadores em cascata e utilizando braços compartilhados também apresentaram bons resultados frente a alternativas convencionais.

Palavras-chave: Eletrônica de potência, células em cascata, conversores multinível, capacitores flutuantes, transformadores em cascata.

Abstract

In this Doctoral dissertation, static multilevel power converters are proposed as alternative solutions with better performance in terms of harmonic distortion, power losses, and switching stress with relation to the considered conventional options. Four groups of converters based on cascaded asymmetrical cells are presented. The first group utilizes an open-end three-phase source to connect two three-phase cells in series with the system, beyond employing H-bridges with floating capacitors in series with the phases. The objective is to show the better performance of proposed unidirectional rectifiers face to the conventional two-level topology and validate the proposed techniques to regulate the floating capacitors. On the three remaining groups, three-phase converters topologies with three and four wires and single-phase shared leg converters are addressed. On them, transformers with cascaded secondary windings are used to connect the cells in series while using a single dc-link. In these cases, the objective is to demonstrate the converters operation and control simplicity in relation to alternatives with many dc-link capacitors, like the ones in the first group. Moreover, we want to demonstrate their performance in relation to conventional two-level and multilevel options with one dc-link, to show that proposed configurations can present better performance despite the additional losses components of the transformers. The analysis and validation methodology consisted in the realization of digital simulations under normalized conditions for all cases, considering as figures of merit the harmonic distortion of voltage and current waveforms, the switching frequency and stress, and the semiconductors and total losses of the system under normalized THD conditions. After verifying the simulations performances, the structures were experimentally validated. In general, by means of the results obtained it was verified that proposed configurations could operate with lower harmonic distortion, as well as with lower semiconductors and total losses, besides being capable to operate under lower switching frequency on normalized harmonic distortion conditions, which gives them lower switching stress. Furthermore, in the first group of configurations the PWM and floating capacitors voltage regulation techniques were validated with success. In the case of the remaining groups, it could be verified greater simplicity of the control system. Therefore, we conclude that proposed configurations were validated as multilevel alternatives, that the PWM and control techniques utilized were effective, and that the cascaded transformers and shared legs techniques to generate multilevel topologies also have shown good results compared to conventional alternatives.

Keywords: Power electronics, cascaded cells, multilevel converters, floating capacitors, cascaded transformers.

Lista de ilustrações

Figura 1.1 – Retificadores trifásicos passivos de onda completa convencionais (ponte de Graetz). (a) Sistema sem filtro indutivo. (b) Sistema com filtro indutivo do lado CA. (c) Sistema com filtro indutivo do lado CC.	5
Figura 1.2 – Retificador trifásico híbrido tipo <i>boost</i>	6
Figura 1.3 – Retificador trifásico híbrido proposto em (FREITAS et al., 2006).	6
Figura 1.4 – Retificador trifásico híbrido proposto em (ALVES; BARBI, 2006).	7
Figura 1.5 – Retificador PWM trifásico convencional.	7
Figura 1.6 – Retificador NPC trifásico.	9
Figura 1.7 – Retificador <i>open-end</i> de três níveis.	10
Figura 1.8 – Conversor multinível com transformador proposto em (SANTOS JÚNIOR, 2012).	11
Figura 1.9 – Inversor PWM convencional de dois níveis.	12
Figura 1.10–Inversores NPC. (a) Trifásico tipo I, três níveis. (b) Trifásico tipo T, três níveis. (c) Ponte H monofásica, cinco níveis.	13
Figura 1.11–Conversor PWM trifásico de quatro níveis com capacitor flutuante.	15
Figura 1.12–Conversor ponte H em cascata com transformadores em série.	16
Figura 1.13–Conversores a quatro fios de dois níveis. (a) De três braços. (b) De quatro braços.	17
Figura 1.14–Conversores a quatro fios NPC. (a) De três braços. (b) De quatro braços.	18
Figura 2.1 – Configurações propostas com fonte de potência em <i>open-end</i> e pontes H em cascata com barramento CC flutuante. (a) Configuração 1, na qual a célula 1 é uma ponte a diodos trifásica. (b) Configuração 2, na qual as células 1 e 2 têm braços semicontrolados.	23
Figura 2.2 – Configuração 0 (convencional), na qual o retificador é uma ponte de IGBTs trifásica.	24
Figura 2.3 – Circuitos equivalentes das topologias propostas.	25
Figura 2.4 – Diagrama de blocos do sistema de controle.	27
Figura 2.5 – Mapeamento dos estados de chaveamento ($q_a q_b q_c$) aos vetores ($v_d; v_q$) do conversor trifásico convencional de dois níveis.	29
Figura 2.6 – Exemplos de diagramas vetoriais com camadas hexagonais.	31
Figura 2.7 – Transformação do espaço dq para o xy sobre o diagrama de duas camadas.	31
Figura 2.8 – Célula básica da transformação xy para obtenção dos vetores dq	33

Figura 2.9 – Diagramas vetoriais nos planos dq e xy para as configurações 1 e 2.	
(a) Diagrama vetorial dq original para a configuração 1, com $(v_{dc1}^* : v_{dc2}^* : v_{dc3}^*) = (6 : 3 : 1)$.	
(b) Diagrama vetorial xy transformado para a configuração 1.	
(c) Diagrama vetorial dq original para a configuração 2, com $(v_{dc1}^* : v_{dc2}^* : v_{dc3}^*) = (3 : 3 : 1)$.	
(d) Diagrama vetorial xy transformado para a configuração 2.	35
Figura 2.10–Fluxograma de resolução do SV-PWM.	41
Figura 2.11–Distribuição de níveis com conjunto correspondente de regiões e portadores deslocadas em nível. (a) Para a configuração 1 (12 níveis). (b) Para a configuração 2 (9 níveis).	45
Figura 2.12–Exemplo do mecanismo de chaveamento por comparação com portadora deslocada em nível para a configuração 2.	46
Figura 2.13–Fluxograma do LS-PWM para uma fase.	50
Figura 2.14–Resultados de simulação. Correntes i_j das configurações convencional e propostas. (a) Para a configuração 0. (b) Para a configuração 1 com o SV-PWM. (c) Para a configuração 1 com o LS-PWM. (d) Para a configuração 2 com o SV-PWM. (e) Para a configuração 2 com o LS-PWM.	52
Figura 2.15–Resultados de simulação. Tensões v_a , v_{ra} e v_n das configurações convencional e propostas. (a) Para a configuração 0. (b) Para a configuração 1 com o SV-PWM. (c) Para a configuração 1 com o LS-PWM. (d) Para a configuração 2 com o SV-PWM. (e) Para a configuração 2 com o LS-PWM.	53
Figura 2.16–Resultados de simulação. Tensões médias v_a , v_{ra} e v_n das configurações convencional e propostas. (a) Para a configuração 0. (b) Para a configuração 1 com o SV-PWM. (c) Para a configuração 1 com o LS-PWM. (d) Para a configuração 2 com o SV-PWM. (e) Para a configuração 2 com o LS-PWM.	54
Figura 2.17–Resultados de simulação. Tensões CC $v_{dc,j3}$ dos capacitores flutuantes nas configurações propostas. (a) Para a configuração 1 com o SV-PWM. (b) Para a configuração 1 com o LS-PWM. (c) Para a configuração 2 com o SV-PWM. (d) Para a configuração 2 com o LS-PWM.	56
Figura 2.18–Tensões de polo v_{a10} , v_{a20} , v_{a3p0} e v_{a3n0} para ambas as configurações propostas. (a) Para a configuração 1 com SV-PWM. (b) Para a configuração 1 com LS-PWM. (c) Para a configuração 2 com SV-PWM. (d) Para a configuração 2 com LS-PWM.	59

Figura 2.19–Vistas da bancada utilizada na montagem experimental. (a) Vista frontal de um dos módulos da bancada. (b) Vista lateral do módulo, com destaque aos <i>drivers</i> . (c) Vista traseira da bancada, mostrando a placa do DSP e o sistema de proteção.	61
Figura 2.20–Resultados experimentais. Tensões v_j para as configurações propostas utilizando LS-PWM. (a) Para a configuração 1. (b) Para a configuração 2.	62
Figura 2.21–Resultados experimentais. Tensões de polo v_{a10} (canal 1), v_{a20} (canal 2) e v_{a3} (canal 3) das configurações propostas utilizando LS-PWM. (a) Para a configuração 1. (b) Para a configuração 2.	63
Figura 2.22–Resultados experimentais. Tensões CC dos capacitores flutuantes $v_{dc,a3}$ (canal 1), $v_{dc,b3}$ (canal 2) e $v_{dc,c3}$ (canal 3), balanceadas utilizando o LS-PWM. (a) Para a configuração 1. (b) Para a configuração 2.	63
Figura 3.1 – Generalizações dos retificadores PWM isolados propostos. (a) Configuração 1, bidirecional. (b) Configuração 2, unidirecional. (c) Configuração 3, unidirecional.	67
Figura 3.2 – Retificadores PWM trifásicos convencionais isolados. (a) Ponte IGBT de dois níveis (configuração 2L). (b) Configuração NPC, multinível. (c) Configuração NPC-HB, multinível.	68
Figura 3.3 – Circuito equivalente do modelo final das configurações propostas.	71
Figura 3.4 – Geração de níveis para o projeto mais assimétrico da configuração 1 com três células.	74
Figura 3.5 – Geração de níveis para o projeto mais assimétrico da configuração 2 com três células.	75
Figura 3.6 – Geração de níveis para o projeto mais assimétrico da configuração 3 com três células.	76
Figura 3.7 – Configuração 1 com três células e redução de transformador na célula 1.	78
Figura 3.8 – Distribuição de portadoras e níveis com estados de chaveamento correspondentes para diferentes casos de configurações propostas. (a) Para a configuração 1 com $K = 2$ e $(\eta_1, \eta_2) = \bar{A}_\eta(2, 1)$ (4 níveis). (b) Para as configurações 1, 2 e 3 com $K = 2$ e $(\eta_1, \eta_2) = \bar{A}_\eta(1, 1)$ (3 níveis). (c) Para a configuração 1 com $K = 3$ e $(\eta_1, \eta_2, \eta_3) = \bar{A}_\eta(4, 2, 1)$ (8 níveis). (d) Para as configurações 1 e 3 com $K = 3$ e $(\eta_1, \eta_2, \eta_3) = \bar{A}_\eta(3, 2, 1)$ (7 níveis). (e) Para as configurações 1, 2 e 3 com $K = 3$ e $(\eta_1, \eta_2, \eta_3) = \bar{A}_\eta(2, 2, 1)$ (6 níveis).	80
Figura 3.9 – Diagramas de controle para as configurações propostas. (a) Sistema padrão, utilizando sensor de tensão na malha de PLL. (b) Sistema modificado, sem sensor na malha de PLL.	82

Figura 3.10–Resultados de simulação. Correntes i_j e tensões resultantes v_a e v_{ra} em regime permanente para as configurações propostas. (a) Para a configuração 1-4L e (b) para a configuração 2-3L ($K = 2$). (c) Para a configuração 1-8L, (d) para a configuração 2-6L e (e) para a configuração 3-7L ($K = 3$). As curvas em branco representam os valores médios.	85
Figura 3.11–Resultados de simulação. Correntes i_j e tensões resultantes v_a e v_{ra} em regime permanente para as configurações convencionais. (a) Para a configuração 2L. (b) Para a configuração NPC. (c) Para a configuração NPC-HB. As curvas em branco representam os valores médios.	86
Figura 3.12–Resultados de simulação. Tensão v_{dc} do barramento CC durante um transitório de carga. (a) Para a configuração 1-8L. (b) Para a configuração NPC-HB.	86
Figura 3.13–Resultados experimentais. Tensão v_a e correntes i_j em regime permanente. (a) Para a configuração 3-3L. (b) Para a configuração convencional 2L.	97
Figura 3.14–Resultados experimentais. Tensão v_{dc} do barramento CC e correntes i_j sob transitório de carga. (a) Para a configuração 2-3L. (b) Para a configuração convencional 2L.	98
Figura 4.1 – Configuração 0, conversor a quatro fios convencional com quatro braços.	101
Figura 4.2 – Configurações propostas de conversores trifásicos a quatro fios com duas células em cascata. (a) Configuração 1, conversor proposto onde as células 1 e 2 têm quatro braços. (b) Configuração 2, conversor proposto onde as células 1 e 2 têm três braços. (c) Configuração 3, conversor proposto onde a célula 1 tem quatro braços e a 2 tem três braços. (d) Configuração 4, conversor proposto onde a célula 1 tem três braços e a 2 tem quatro braços.	102
Figura 4.3 – Exemplos da generalização proposta dos conversores trifásicos a quatro fios baseados em células de três e quatro braços. (a) Configuração 4l, conversor com quatro braços por célula. (b) Configuração 3l, conversor com três braços por célula.	103
Figura 4.4 – Circuitos equivalentes dos conversores trifásicos a quatro fios. (a) Circuito dos conversores com quatro braços por célula (configuração 4l). (b) Circuito dos conversores com três braços por célula (configuração 3l).	107
Figura 4.5 – Distribuição de tensão e portadoras com estados de chaveamento correspondentes para conversores de três células, sendo duas de quatro braços e uma de três. (a) Para as fases A, B e C. (b) Para a fase N, sendo as células 1 e 2 de quatro braços. (c) Para a fase N, sendo as células 2 e 3 de quatro braços. (d) Para a fase N, sendo as células 1 e 3 de quatro braços.	112

Figura 4.6 – Diagrama de blocos do sistema de controle genérico. (a) Diagrama em malha aberta, para tensão da carga v_j fixa. (b) Diagrama em malha fechada com controle de corrente, para corrente de carga i_j fixa.	114
Figura 4.7 – Resultados de simulação. Correntes $i_{j'}$ para as configurações convencional e propostas com duas células. (a) Para a configuração 0 (convencional). (b) Para a configuração 1. (c) Para a configuração 2. (d) Para a configuração 3. (e) Para a configuração 4.	116
Figura 4.8 – Resultados de simulação. Tensões v_{ra} e v_{rn} para as configurações convencional e propostas com duas células. As curvas em branco são as referências. (a) Para a configuração 0 (convencional). (b) Para a configuração 1. (c) Para a configuração 2. (d) Para a configuração 3. (e) Para a configuração 4.	117
Figura 4.9 – Resultados de simulação. Tensão v_a para as configurações convencional e propostas com duas células. As curvas em branco são as referências. (a) Para a configuração 0 (convencional). (b) Para a configuração 1. (c) Para a configuração 2. (d) Para a configuração 3. (e) Para a configuração 4.	118
Figura 4.10 – Resultados experimentais. Correntes de fase i_j para as configurações convencional e propostas. (a) Para a configuração 0 (convencional). (b) Para a configuração 1. (c) Para a configuração 2. (d) Para a configuração 3. (e) Para a configuração 4.	125
Figura 4.11 – Resultados experimentais. Correntes de neutro i_n para as configurações convencional e propostas. (a) Para a configuração 0 (convencional). (b) Para a configuração 1. (c) Para a configuração 2. (d) Para a configuração 3. (e) Para a configuração 4.	126
Figura 4.12 – Resultados experimentais. Tensões v_a para as configurações convencional e propostas. (a) Para a configuração 0 (convencional). (b) Para a configuração 1. (c) Para a configuração 2. (d) Para a configuração 3. (e) Para a configuração 4.	127
Figura 5.1 – Generalizações das configurações convencionais com transformadores em cascata. (a) Ponte H em cascata (CHB), onde $N = N_{leg}/2$. (b) Meia ponte em cascata (CHfB), onde $N = N_{leg}$	131
Figura 5.2 – Conversor básico e generalizações propostas. (a) Conversor básico com braço compartilhado, com três braços. (b) Generalização em cascata com braço compartilhado (CSL), onde $N = N_{leg} - 1$. (c) Generalização modular em cascata com braço compartilhado (MCSL), onde $N = N_{leg}/3$.	132
Figura 5.3 – Geração de níveis para o projeto de relações de espiras ótimo da topologia MCSL com dois módulos de três braços.	138

Figura 5.4 – Ilustração da técnica LS-WPM para $N_{lvl} = 7$. (a) Conjunto de portadoras $v_{\Delta d,u}$ com sinal de referência v_r^* . (b) Produção da tensão de saída v_r pela comparação de v_r^* com $v_{\Delta d,u}$	141
Figura 5.5 – Resultados de simulação da tensão de saída v_r e da corrente da carga i_l para todas as configurações com $N_{leg} = 6$. (a) Para a CSL _{6l} proposta ($N_{lvl} = 63$). (b) Para a CSL _{6l} ^{nop} proposta ($N_{lvl} = 49$). (c) Para a MCSL _{2m} proposta ($N_{lvl} = 49$). (d) Para a CHB _{3h} convencional ($N_{lvl} = 27$).	144
Figura 5.6 – Montagem experimental do conversor CSL.	150
Figura 5.7 – Resultados experimentais com relações de espiras ótima e não-ótima. Tensão na carga v_r (curva superior) e corrente i_l (curva inferior). (a) Configuração proposta CSL _{4l} ($N_{lvl} = 13$). (b) Configuração proposta CSL _{4l} ^{nop} ($N_{lvl} = 9$). (c) Configuração convencional CHB _{2h} ($N_{lvl} = 9$). (d) Configuração convencional CHB _{2h} ^{nop} ($N_{lvl} = 7$).	151

Lista de tabelas

Tabela 2.1 – THD média das correntes i_j e THD e WTHD média das tensões v_j com frequência de PWM $f_\Delta = 10$ kHz.	55
Tabela 2.2 – Estimativa de perdas por condução (P_{cd}), por chaveamento (P_{sw}), e totais (P_{tot}) normalizadas com relação à potência total das cargas (1800 W), com $f_\Delta = 10$ kHz.	57
Tabela 2.3 – Frequência de chaveamento média normalizada por f_s para as células 1 (\bar{f}_{sw1}), 2 (\bar{f}_{sw2}) e $j3$ (\bar{f}_{sw3}) das configurações propostas, e frequência média geral (\bar{f}_{sw}) para todas as configurações, com $f_\Delta = 10$ kHz.	58
Tabela 2.4 – Estimativa de perdas por condução (P_{cd}), chaveamento (P_{sw}), e totais (P_{tot}) normalizadas com relação à potência total das cargas (1800 W), com THD das correntes i_j igual a 1,5%.	60
Tabela 2.5 – Frequência de chaveamento média normalizada por f_s para as células 1 (\bar{f}_{sw1}), 2 (\bar{f}_{sw2}) e $j3$ (\bar{f}_{sw3}) das configurações propostas, e frequência média geral (\bar{f}_{sw}) para todas as configurações, com THD das correntes i_j igual a 1,5%.	60
Tabela 3.1 – Relações de espiras, fator de ganho normalizado e número de níveis de todas as configurações simuladas.	84
Tabela 3.2 – THD e WTHD médios para $f_\Delta = 10$ kHz.	87
Tabela 3.3 – Frequência de chaveamento média normalizada por f_s (\bar{f}_{sw}) para $f_\Delta = 10$ kHz, corrente nominal de condução (I_{cd}), e tensão de bloqueio reversa (V_{br}) dos dispositivos semicondutores.	88
Tabela 3.4 – Potência das células e transformadores (P_{cl}), e tensão RMS normalizada dos enrolamentos primários ($V_{p,k}$).	90
Tabela 3.5 – Estimativa de perdas por chaveamento (P_{sw}), condução (P_{cd}) e totais (P_{sc}) dos semicondutores, normalizadas pela potência da carga.	91
Tabela 3.6 – Estimativa de perdas por condução (P_{wr}), no núcleo (P_{cr}), e totais (P_{tr}) dos transformadores, e de perdas nos semicondutores (P_{sc}) e totais das configurações (P_{tot}), normalizadas pela potência da carga e com THD das correntes i_j igual a 1%.	95
Tabela 3.7 – THD média das correntes i_j , THD e WTHD médias das tensões v_j , e perdas relativas dos transformadores (\bar{P}_{tr}) e semicondutores (\bar{P}_{sc}).	97
Tabela 4.1 – THD das correntes i_j e WTHD médio das tensões v_j , com frequência das portadoras deslocadas em nível fixada em $f_\Delta = 10$ kHz.	117

Tabela 4.2 – Estimativa de perdas por condução (P_{cd}), por chaveamento (P_{sw}) e totais (P_{sc}) nos semicondutores, por condução (P_{wr}), no núcleo (P_{cr}) e totais (P_{tr}) nos transformadores, e totais das configurações (P_{tot}), normalizadas pela potência da carga e para uma THD média das correntes i_j fixa igual a 4%.	119
Tabela 4.3 – Frequência de chaveamento média normalizada por f_s para os braços de cada célula, com frequência de portadoras fixa em $f_{\Delta} = 10$ kHz.	120
Tabela 4.4 – Frequência de chaveamento média normalizada por f_s para os braços de cada célula, com THD de corrente fixado em 4%.	120
Tabela 4.5 – Corrente das chaves de cada braço normalizadas pela corrente nominal I_l	121
Tabela 4.6 – Potências de cada célula e dos transformadores monofásicos, normalizadas com relação à potência nominal trifásica da carga $P_l = 1,8$ kW.	122
Tabela 4.7 – THD experimental das correntes i_j e WTHD média das tensões v_j , com frequência fixa de portadoras deslocadas em nível $f_{\Delta} = 10$ kHz.	128
Tabela 5.1 – Mapeamento dos estados de chaveamento para $N_{lvl} = 7$	141
Tabela 5.2 – THD da tensão v_r com frequência de portadoras fixa em $f_{\Delta} = 10$ kHz para todas as configurações.	143
Tabela 5.3 – Estimativa de perdas por condução (P_{cd}), por chaveamento (P_{sw}) e totais (P_{sc}) nos semicondutores, com THD da tensão v_r fixo em 3,2% para as configurações propostas e em 5% para a CHB convencional.	145
Tabela 5.4 – Frequência de chaveamento média normalizada por f_s para as chaves de cada braço de cada configuração, com THD da tensão v_r igual a 3,2% para as configurações propostas e 5% para a CHB.	145
Tabela 5.5 – Tensão RMS no enrolamento primário de cada transformador normalizada pela tensão v_{dc} do barramento CC.	146
Tabela 5.6 – Estimativa de perdas por condução (P_{wr}), no núcleo (P_{cr}) e totais (P_{tr}) nos transformadores, perdas nos semicondutores (P_{sc}) com THD da tensão v_r igual a 3,2% para as configurações propostas e 5% para a CHB, e totais nas configurações (P_{tot}).	146
Tabela 5.7 – Corrente das chaves de cada braço, normalizadas com relação à corrente da carga i_l	147
Tabela 5.8 – Potência média de cada transformador, normalizada em relação à potência da carga $P_l = 600$ W.	148
Tabela 5.9 – Potência absoluta média de cada transformador, normalizada em relação à potência da carga $P_l = 600$ W.	149
Tabela 5.10 – THD da tensão v_r obtido com dados experimentais, para frequência de portadoras fixada em $f_{\Delta} = 10$ kHz.	152

Tabela 5.11—Dados gerais sobre as configurações propostas e convencionais, onde N é o número de chaves, n é um número inteiro tal que $n \geq 1$, N_{lvl} é o número de níveis produzido, e N_{trf} é o número de transformadores. . . 153

Lista de abreviaturas e siglas

ASD	Acionador de Velocidade Ajustável (<i>Adjustable Speed Driver</i>)
BESS	Sistemas de Armazenamento de Energia em Baterias (<i>Battery Energy Storage System</i>)
BPT	Transistor Bipolar de Potência (<i>Bipolar Power Transistor</i>)
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CHB	Ponte-H em Cascata (<i>Cascaded H-Bridge</i>)
CHfB	Meia Ponte em Cascata (<i>Cascaded Half-Bridge</i>)
CSL	Cascata com Braço Compartilhado (<i>Cascaded Shared-Leg</i>)
DFCM	Multicelular com Capacitor Flutuante Duplo (<i>Double Flying Capacitor Multicell</i>)
DSP	Processador Digital de Sinais (<i>Digital Signal Processor</i>)
FCM	Multicelular com Capacitor Flutuante (<i>Flying Capacitor Multicell</i>)
FCMI	Inversor Multinível com Capacitor Flutuante (<i>Flying Capacitor Multilevel Inverter</i>)
GTO	Tiristor Comutável pela Porta (<i>Gate Turn-Off Thyristor</i>)
HVDC	Corrente Contínua em Alta Tensão (<i>High-Voltage Direct Current</i>)
I-DFCM	Multicelular com Capacitor Flutuante Duplo Melhorado (<i>Improved Double Flying Capacitor Multicell</i>)
IGBT	Transistor Bipolar de Porta Isolada (<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>)
IGCT	Tiristor Comutável por Porta Integrada (<i>Integrated Gate-Comutated Thyristor</i>)
LS-PWM	Modulação por Largura de Pulso Deslocada em Nível (<i>Level-Shifted Pulse Width Modulation</i>)
LUT	Tabela de pesquisa (<i>Look-Up Table</i>)

MCSL	Cascata Modular com Braço Compartilhado (<i>Modular Cascaded Shared-Leg</i>)
MMC	Conversor Multinível Modular (<i>Modular Multilevel Converter</i>)
MOSFET	Transistor de Efeito de Campo Metal-Óxido-Semicondutor (<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i>)
NPC	Ponto Neutro Grampeado (<i>Neutral Point Clamped</i>)
NPC-HB	Ponte-H Ponto Neutro Grampeado (<i>Neutral Point Clamped H-Bridge</i>)
PFC	Correção de Fator de Potência (<i>Power Factor Correction</i>)
PMG	Gerador a Imã Permanente (<i>Permanent Magnet Generator</i>)
PWM	Modulação por Largura de Pulso (<i>Pulse Width Modulation</i>)
RSS	Seleção de Estado Redundante (<i>Redundant State Selection</i>)
SCR	Retificador Controlado de Silício (<i>Silicon Controlled Rectifier</i>)
SMC	Conversores Multicelulares Empilhados (<i>Stacked Multicell Converter</i>)
SV-PWM	Modulação por Largura de Pulso no Espaço Vetorial (<i>Space-Vector Pulse Width Modulation</i>)
THD	Distorção Harmônica Total (<i>Total Harmonic Distortion</i>)
VSC	Conversor Fonte de Tensão (<i>Voltage Source Converter</i>)
VSI	Inversor Fonte de Tensão (<i>Voltage Source Inverter</i>)
WECS	Sistemas de Conversão de Energia Eólica (<i>Wind Energy Conversion System</i>)
WTHD	Distorção Harmônica Total Ponderada (<i>Weighted Total Harmonic Distortion</i>)

Lista de símbolos

*	Sobrescrito indicativo de uma variável de referência.
\sim	Usado sobre uma variável binária para indicar seu valor médio.
$\bar{}$	Usado sobre uma variável binária para indicar seu valor complementar, ou sobre uma variável contínua para indicar seu valor normalizado.
Δ	Subscrito indicativo de grandeza relativa às portadoras PWM, período do PWM, ou a variações de valores e estados.
Δv_{dc3}^*	Banda de histerese do controle dos barramentos a capacitor flutuante.
ΔV_{lvl}	Variação entre os níveis de tensão produzidos pelos conversores nas fases.
$\Delta V'_{lvl}$	Variação entre os níveis de tensão produzidos pelos conversores na malha de neutro.
η_k	Relação de espiras do transformador da célula k ou do braço k da configuração CSL.
η_{k,k_m}	Relação de espiras do transformador do braço k do módulo k_m da configuração MCSL.
η_{k_h}	Relação de espiras do transformador da ponte k_h da configuração CHB.
η_s	Relação de espiras virtual do braço s na configuração CSL.
η_{s,k_m}	Relação de espiras virtual do braço s do módulo k_m da configuração MCSL.
κ	Fator de normalização da transformação xy .
μ_{j3}	Variável binária de saída do controle por histerese, relativada à fase j .
μ_n	Fator de ponderação para a definição da tensão de neutro de referência no LS-PWM trifásico.
ξ_{RS}	Fator de desempenho que avalia as redundâncias do SV-PWM para o controle dos capacitores flutuantes.
ξ_{vn}	Fator de desempenho que avalia as tensões de neutro de referência do LS-PWM para o controle dos capacitores flutuantes.

$\xi_{vn,j}$	Componente da fase j do fator de desempenho que avalia as tensões de neutro de referência do LS-PWM.
a	Subscrito indicativo de grandeza de fase A.
a_k	Constante binária que indica se a célula k é de quatro ($a_k = 1$) ou de três ($a_k = 0$) braços.
A_η	Fator de ganho entre tensão multinível máxima e tensão do barramento CC nos conversores com transformadores em cascata.
\bar{A}_η	Fator de ganho normalizado usado no cálculo das relações de espiras.
b	Subscrito indicativo de grandeza de fase B.
c	Subscrito indicativo de grandeza de fase C.
d	Subscrito indicativo de grandeza referente ao nível inferior de tensão da região d, u , no LS-PWM das fases.
d_{xyC1}	Distância do vetor $C1$ ao vetor de referência, no espaço vetorial xy .
d_{xyC2}	Distância do vetor $C2$ ao vetor de referência, no espaço vetorial xy .
d, u	Subscrito indicativo de grandeza referente à da região d, u , no LS-PWM das fases, com $u = d + 1$.
dc	Subscrito indicativo de grandeza do barramento CC.
d'	Subscrito indicativo de grandeza referente ao nível inferior de tensão da região d', u' , no LS-PWM da malha de neutro.
d', u'	Subscrito indicativo de grandeza referente à da região d', u' , no LS-PWM da malha de neutro, com $u' = d' + 1$.
e_j	Tensões CA produzidas pelas fontes trifásicas.
E_p	Tensões CA de pico produzidas pelas fontes trifásicas.
E_s	Tensões CA em p.u. produzidas pelas fontes trifásicas.
f_Δ	Frequência do ciclo PWM e das portadoras triangulares do LS-PWM.
f_s	Frequência da componente fundamental do lado CA dos sistemas.
$f_{sw,X}$	Frequência de chaveamento média do braço X de determinada configuração.

i	Representa uma variável do tipo corrente, ou subscrito que faz referência a uma variável do tipo corrente.
i_j	Corrente da fase j em um sistema trifásico.
i_{jk}	Corrente do braço conectado à fase j da célula k em um conversor trifásico.
i_{nk}	Corrente do quarto fio da célula k em um conversor trifásico de quatro fios.
i_k	Corrente do braço k da configuração CSL.
i_{k,k_h}	Corrente do braço k da ponte k_h da configuração CHB.
i_{k,k_m}	Corrente do braço k do módulo k_m da configuração MCSL.
i_n	Corrente da malha de neutro de um sistema trifásico a quatro fios.
i_s	Corrente do braço s da configuração CSL.
i_{s,k_m}	Corrente do braço s do módulo k_m da configuração MCSL.
I	Representa uma variável do tipo corrente RMS.
I_X	Corrente RMS do braço X de determinado conversor.
j	Subscrito indicativo de grandeza de fase em um sistema trifásico, com $j = a, b, c$.
j'	Subscrito indicativo de grandeza das fase ou da malha de neutro em um sistema trifásico a quatro fios, com $j = a, b, c, n$.
k	Subscrito indicativo de grandeza das células dos conversores ou dos braços de determinada configuração, com $k = 1, 2, \dots, K$.
k_h	Subscrito indicativo de grandeza das pontes H da configuração CHB, com $k_h = 1, 2, \dots, K_h$.
k_m	Subscrito indicativo de grandeza dos módulos da configuração MCSL, com $k_m = 1, 2, \dots, K_m$.
K	Número de células do conversor, de braços não compartilhados da configuração CSL, ou de braços não compartilhados de um módulo da configuração MCSL.
K_h	Número de pontes H da configuração CHB.

K_m	Número de módulos da configuração MCSL.
l	Subscrito indicativo de grandeza da carga.
L	Indutância do filtro indutivo conectado em série com a fonte trifásica.
L_l	Indutância da carga.
lvl	Subscrito indicativo de grandeza relativa aos níveis de tensão multinível.
n	Subscrito indicativo de grandeza da malha de neutro.
$n_{\Delta III}^X$	Número de mudanças de estados na transição do último vetor aplicado no ciclo PWM atual para o vetor X do ciclo PWM seguinte ($X = A, B, C$).
$n_{\Delta X}$	Número total de mudanças de estados na transição do vetor X para os outros ($X = A, B, C$).
n_l	Subscrito utilizado para indicar de grandeza relativa ao nível n_l do LS-PWM das fases, com $n_l = 1, 2, \dots, N_{lvl}$.
n'_l	Subscrito utilizado para indicar de grandeza relativa ao nível n'_l do LS-PWM da malha de neutro, com $n'_l = 1, 2, \dots, N'_{lvl}$.
N_{hb}	Número de pontes H utilizadas na topologia CHB.
N_{lay}	Número de camadas no diagrama vetorial.
N_{leg}	Número de braços de dois níveis utilizado por um conversor.
N_{lvl}	Número de níveis produzidos na tensão multinível invertida pelos conversores nas fases do sistema.
N'_{lvl}	Número de níveis produzidos na tensão multinível invertida pelos conversores na malha de neutro de sistemas a quatro fios.
N_{mod}	Número de módulos utilizados na topologia MCSL.
m_a	Índice de modulação em amplitude dos conversores.
p.f.	Fator de potência.
P	Representa uma variável do tipo potência.
P_{cd}	Perdas de potência por condução dos semicondutores.
P_{cr}	Perdas de potência no núcleo dos transformadores.

P_l	Potência nominal da carga.
P_N	Potência de base.
P_{sc}	Perdas de potência nos semicondutores.
P_{sw}	Perdas de potência por chaveamento dos semicondutores.
P_{tot}	Perdas de potência totais.
P_{tr}	Perdas de potência nos transformadores.
P_{TX}	Potência média do transformador T_X .
P_{wr}	Perdas de potência nos fios por condução nos transformadores.
$ P _{TX}$	Potência absoluta média do transformador T_X .
q	Representa uma variável binária do tipo estado de chaveamento.
q_{j3n}	Estado de chaveamento do braço negativo da célula $j3$.
q_{j3p}	Estado de chaveamento do braço positivo da célula $j3$.
q_{jk}	Estado de chaveamento da fase j da célula k .
$q_{j'k}$	Estado de chaveamento da fase j ou da malha de neutro da célula k .
q_k	Estado de chaveamento do braço k da configuração CSL.
q_{k,k_h}	Estado de chaveamento do braço k da ponte k_h da configuração CHB.
q_{k,k_m}	Estado de chaveamento do braço k módulo k_m da configuração MCSL.
q_s	Estado de chaveamento do braço s da configuração CSL.
q_{s,k_m}	Estado de chaveamento do braço s módulo k_m da configuração MCSL.
Q	Representa um vetor contendo um conjunto de variáveis binárias do tipo estado de chaveamento.
Q_j	Estados de chaveamento das fases do sistema trifásico.
$Q_{j'}$	Estados de chaveamento das fases e da malha de neutro do sistema trifásico a quatro fios.
Q_k	Estados de chaveamento da célula k dos conversores.
$Q_{lvl,d}$	Estados de chaveamento do nível superior da região u, d do LS-PWM das fases.

$Q_{lv, u}$	Estados de chaveamento do nível inferior da região u, d do LS-PWM das fases.
Q_V	Estados de chaveamento geral do conversor.
Q_{VX}	Estados de chaveamento geral do conversor para o vetor X ($X = A, B, C$).
$Q'_{lv, d'}$	Estados de chaveamento do nível superior da região u', d' do LS-PWM da malha de neutro.
$Q'_{lv, u'}$	Estados de chaveamento do nível inferior da região u', d' do LS-PWM da malha de neutro.
r	Subscrito indicativo de grandeza relativa às tensões multinível v_r ou v_{rj} .
R_l	Resistência da carga.
R^{pu}	Resistência em p.u.
sw	Subscrito indicativo de grandeza referente à frequência de chaveamento.
$t_{lv, d}$	Tempo de aplicação do nível inferior da região d, u do LS-PWM.
$t_{lv, u}$	Tempo de aplicação do nível superior da região d, u do LS-PWM.
T_Δ	Período do PWM.
T_{dq}	Transformação dq .
T_h	Passo de cálculo das simulações.
T_k	Transformador conectado à célula k , ou ao braço k da configuração CSL.
T_{k_h}	Transformador conectado à ponte k_h da configuração CHB.
T_{k, k_m}	Transformador conectado ao braço k do módulo k_m da configuração MCSL.
T_{xy}	Transformação xy .
u	Subscrito indicativo de grandeza referente ao nível superior de tensão da região d, u , no LS-PWM das fases.
u'	Subscrito indicativo de grandeza referente ao nível superior de tensão da região d', u' , no LS-PWM da malha de neutro.

v	Representa uma variável do tipo tensão, ou subscrito que faz referência a uma variável do tipo tensão.
$v_{\Delta d,u}$	Portadora triangular da região d, u , no LS-PWM das fases.
$v'_{\Delta d',u'}$	Portadora triangular da região d', u' , no LS-PWM da malha de neutro.
v_d	Tensão resultante no eixo d do espaço vetorial dq .
v_{dc}	Tensão do barramento CC, quando houver apenas um no sistema.
v_{dc1}	Tensão do barramento CC da célula 1.
v_{dc2}	Tensão do barramento CC da célula 2.
$v_{dc,j3}$	Tensão do barramento CC das células $j3$.
v_{dq}	Vetor de tensão resultante no espaço vetorial dq .
v_j	Tensões resultantes produzidas nas fases do sistema trifásico.
v_n	Tensão de neutro equivalente produzida em sistemas trifásicos de três fios.
v_q	Tensão resultante no eixo q do espaço vetorial dq .
v_r	Tensão multinível invertida pelos conversores na fase de sistemas monofásicos.
$v_{r,max}$	Nível máximo da tensão invertida pelos conversores nas fases.
v_{rj}	Tensão multinível invertida pelos conversores nas fases de sistemas trifásicos, com $j = a, b, c$.
v_{rn}	Tensão multinível aplicada sobre a malha de neutro em sistemas de quatro fios.
$v_{rn,max}$	Nível máximo da tensão de neutro em sistemas trifásicos.
$v_{rn,min}$	Nível mínimo da tensão de neutro em sistemas trifásicos.
v_x	Tensão resultante no eixo x do espaço vetorial xy .
v_{xy}^*	Vetor tensão de referência no espaço vetorial xy .
v_y	Tensão resultante no eixo y do espaço vetorial xy .
V	Quando usada como variável, pode representar uma grandeza do tipo tensão RMS ou de pico, um vetor de tensões, ou os elementos do vetor de tensões.

V_{dqA}	Vetor de tensão A no espaço vetorial dq .
V_{dqB}	Vetor de tensão B no espaço vetorial dq .
V_{dqC}	Vetor de tensão C no espaço vetorial dq .
V_{dqC1}	Vetor de tensão $C1$ no espaço vetorial dq .
V_{dqC2}	Vetor de tensão $C2$ no espaço vetorial dq .
V_{dX}	Coordenada do eixo d do vetor de tensão X no espaço vetorial dq ($X = A, B, C, C1, C2$).
V_I	Primeiro vetor a ser aplicado em um ciclo do SV-PWM.
V_{II}	Segundo vetor a ser aplicado em um ciclo do SV-PWM.
V_{III}	Último vetor a ser aplicado em um ciclo do SV-PWM.
V_l	Tensão RMS invertida para a carga nas configurações inversoras.
V_N	Tensão RMS de base por fase.
V_p	Amplitude de pico das tensões resultantes médias das fases.
$V_{p,max}$	Amplitude de pico máxima para as tensões resultantes das fases.
V_{qX}	Coordenada do eixo q do vetor de tensão X no espaço vetorial dq ($X = A, B, C, C1, C2$).
V_{lvl,n_l}	Nível n_l do LS-PWM das fases, com $n_l = 1, 2, \dots, N_{lvl}$.
V'_{lvl,n'_l}	Nível n'_l do LS-PWM da malha de neutro, com $n'_l = 1, 2, \dots, N'_{lvl}$.
V_{xX}	Coordenada do eixo x do vetor de tensão X no espaço vetorial xy ($X = A, B, C, C1, C2$).
V_{xyX}	Vetor de tensão X no espaço vetorial xy ($X = A, B, C, C1, C2$).
V_{yX}	Coordenada do eixo y do vetor de tensão X no espaço vetorial xy ($X = A, B, C, C1, C2$).
X	Subscrito genérico utilizado em alguns exemplos.
X^{pu}	Reatância em p.u.

Sumário

1	INTRODUÇÃO	1
1.1	Motivação	1
1.2	Revisão Bibliográfica	3
1.2.1	Retificadores trifásicos	4
1.2.2	Inversores e conversores bidirecionais	11
1.3	Objetivos	19
1.4	Organização do Trabalho	19
2	RETIFICADORES UNIDIRECIONAIS <i>OPEN-END</i> COM PONTES H A CAPACITORES FLUTUANTES	22
2.1	Introdução	22
2.2	Modelo do Sistema	24
2.3	Estratégia de Controle	26
2.4	Técnica SV-PWM	28
2.4.1	Método de resolução	28
2.4.2	Definição das relações de tensão CC	34
2.4.3	Técnica de seleção de redundância	35
2.4.4	Técnica de minimização de chaveamento	39
2.5	Técnica LS-PWM	42
2.5.1	Cálculo de v_{rj}^* e comparação com as portadoras deslocadas em nível	42
2.5.2	Determinação da tensão de referência v_n^*	46
2.6	Resultados de Simulação	50
2.6.1	Análise gráfica	51
2.6.2	Análise de distorção harmônica	55
2.6.3	Estimativa de perdas nos semicondutores e frequência de chaveamento média	57
2.7	Resultados Experimentais	61
2.8	Conclusões	63
3	RETIFICADORES TRIFÁSICOS ASSIMÉTRICOS COM TRANS- FORMADORES EM CASCATA	65
3.1	Introdução	65
3.2	Modelo do Sistema	69
3.2.1	Equações do lado primário	69
3.2.2	Equações do lado secundário	70
3.2.3	Modelo resultante e circuito equivalente	70
3.3	Transformadores e Cálculo das Relações de Espiras	72

3.4	Técnica PWM	79
3.5	Estratégia de Controle	81
3.6	Resultados de Simulação	82
3.6.1	Análise dos gráficos e da distorção harmônica	84
3.6.2	Valores nominais dos dispositivos	87
3.6.3	Estimativa de perdas nos semicondutores	91
3.6.4	Estimativa de perdas nos transformadores e das perdas totais	93
3.7	Resultados Experimentais	96
3.8	Conclusões	98
4	CONVERSORES A QUATRO FIOS COM TRANSFORMADORES EM CASCATA	100
4.1	Introdução	100
4.2	Modelo Generalizado	104
4.2.1	Lado primário	104
4.2.2	Lado secundário	105
4.2.3	Modelo final	106
4.3	Cálculo das Relações de Espiras	107
4.3.1	Caso particular: $\eta_1 = 1$	109
4.4	Técnica PWM	109
4.5	Estratégia de Controle	113
4.6	Resultados de Simulação	114
4.6.1	Análise dos gráficos e da distorção harmônica	115
4.6.2	Estimativa de perdas	119
4.6.3	Corrente dos semicondutores e potência dos transformadores	121
4.6.4	Localização dos quartos braços	123
4.7	Resultados Experimentais	123
4.8	Conclusões	126
5	CONVERSORES MONOFÁSICOS COM BRAÇO COMPARTILHADO E TRANSFORMADORES EM CASCATA	130
5.1	Introdução	130
5.2	Generalizações Propostas	133
5.3	Equações de Tensão	135
5.3.1	Generalização CSL	135
5.3.2	Generalização MCSL	135
5.3.3	Generalização da CHB convencional	136
5.4	Cálculo das Relações de Espira	136
5.4.1	Relações de espira ótimas	137
5.4.2	Relações de espira não-ótimas para a configuração CSL	139

5.5	Técnica PWM	140
5.6	Resultados de Simulação	141
5.6.1	Análise dos gráficos e da distorção harmônica na tensão da carga	143
5.6.2	Estimativa de perdas nos semicondutores e frequência de chaveamento média	143
5.6.3	Estimativa de perdas nos transformadores e das perdas totais	146
5.6.4	Correntes dos semicondutores e potência dos transformadores	147
5.7	Resultados Experimentais	149
5.8	Análises Gerais	152
5.9	Conclusões	154
6	CONCLUSÕES GERAIS	155
	REFERÊNCIAS	159

1 Introdução

1.1 Motivação

O campo da eletrônica de potência vem sofrendo uma rápida evolução nas últimas décadas, o que foi viabilizado principalmente pelo desenvolvimento de chaves rápidas de semicondutores como o transistor bipolar de porta isolada (IGBT) e o tiristor comutável por porta integrada (IGCT), capazes de lidar com altas frequências de chaveamento em alta potência (CARRASCO et al., 2006). Outro fator determinante foi o advento dos microprocessadores, como os processadores de sinal digital (DSP), que permitem a implementação dos mais diversos e complexos algoritmos de controle.

Estes avanços foram importantíssimos para o desenvolvimento da eletrônica de potência como uma tecnologia que dá suporte e viabiliza outras, como as fontes renováveis de energia e a geração distribuída, que têm aumentado consideravelmente nos últimos anos. É por meio dos conversores de potência que é feita a interface entre os geradores, a rede elétrica, e as cargas, permitindo o controle de fluxo de potência e a melhoria da eficiência dos sistemas. Neste cenário, os conversores de potência encontram as mais diversas aplicações na indústria, como em acionadores de velocidade ajustável (ASD), fontes interruptas de energia (UPS), sistemas de transmissão CC em alta tensão (HVDC), sistemas de armazenamento de energia em baterias (BESS), carregadores de bateria de carros elétricos, fontes de potência de sistemas de telecomunicação, acionamento de bombas e ventiladores, acionamento de veículos de tração elétrica, laminadores de aço na indústria de metal, compensação de potência reativa e harmônicos, integração da rede com fontes renováveis, dentre outros (SINGH et al., 2004; RODRIGUEZ et al., 2007). Por questões econômicas, muitos destes processos industriais têm aumentado sua demanda por níveis de potência maiores em média e alta tensão, motivando o desenvolvimento de novas tecnologias de semicondutores, topologias de conversores, e estratégias de controle, sempre visando maior eficiência e confiabilidade (RODRIGUEZ et al., 2007).

No entanto, apesar dos avanços nas tecnologias de semicondutores no sentido de criar chaves eletrônicas mais rápidas, de maior potência e com menores perdas, ainda existem e provavelmente sempre haverá limitações nesse sentido. Assim, as topologias multinível CA-CC e CC-CA representam, neste contexto, alternativas que não só aumentam a capacidade de processamento de potência dos conversores, como também diminuem consideravelmente o estresse sobre os semicondutores e a injeção de harmônicos do lado CA, o que permite reduzir também o tamanho dos filtros passivos associados. Por atingirem as normas de distorção harmônica com menor frequência de chaveamento, elas possuem menor estresse e perdas por chaveamento, permitindo aumentar ainda mais a capacidade

de processamento de potência e utilizar componentes mais baratos. Assim, mesmo com o avanço das tecnologias de semicondutores, as topologias multinível continuam sendo soluções muito vantajosas, possuindo uma relação de sinergia com os dispositivos semicondutores na melhoria do desempenho dos sistemas.

Como será visto mais adiante, os conversores multinível possuem diversas topologias documentadas na literatura, que vão desde conversores grampeados por diodo, como o clássico conversor ponto neutro grampeado (NPC) (NABAE; TAKAHASHI; AKAGI, 1981), passando pelos conversores grampeados por capacitor flutuante (MEYNARD; FOCH, 1992), até os conversores em cascata, como a ponte-H em cascata (CHB) (MARCHESONI; MAZZUCHELLI; TENCONI, 1988; PENG et al., 1996; HAMMOND, 1997). Dentre estas, os conversores em cascata apresentam a vantagem de não precisar empregar diodos de grampeamento ou capacitores flutuantes, o que permite sistemas de controle e esquemas de modulação por largura de pulso (PWM) bem mais simples. Além disso, a modularidade é outro grande ponto positivo, tornando mais fácil sua escalabilidade em potência e tensão, além de melhorar a tolerância a falhas. No entanto, seu ponto negativo é a utilização de vários barramentos CC alimentados e isolados, o que gera dificuldades e custos adicionais na implementação.

Assim, desde a introdução dessas topologias clássicas, muitas outras foram criadas para tentar lidar com seus problemas nativos, fazendo alterações nas propostas originais, conectando células de diferentes tipos em cascata, substituindo barramentos com fontes de tensão CC por capacitores flutuantes, etc. É neste contexto que o primeiro grupo de topologias deste trabalho é apresentado no capítulo 2. Partindo das topologias unidirecionais apresentadas no capítulo 2 de (MÉLLO, 2015), são propostas outras duas configurações de retificadores trifásicos unidirecionais que utilizam a conexão da fonte CA em *open-end* para colocar pontes trifásicas de dois níveis em cascata. Este tipo de conexão permite elevar a quantidade de níveis na tensão invertida, ao mesmo tempo em que mantém uma quantidade reduzida de barramentos CC alimentados, se comparado à um sistema trifásico CHB, por exemplo. Além disso, a natureza unidirecional das pontes permite manter um número reduzido de chaves controladas processando potência elevada, reduzindo custo e aumentando a capacidade de processamento de potência do sistema. Para aumentar o número de níveis além do máximo de 4 conseguidos em (MÉLLO, 2015), mas sem aumentar a quantidade de barramentos CC alimentados, é colocada uma ponte H com capacitor flutuante em cascata por fase. Como o balanceamento destes capacitores é importante para o funcionamento do conversor, o sistema de controle e os sistemas de PWM são também propostas do trabalho a serem detalhadas.

Como pode-se observar, um ponto comum entre a grande maioria das topologias multinível é que elas empregam uma quantidade elevada de capacitores (flutuantes ou não) e/ou fontes CC isoladas. Além disso, elas requerem sistemas de controle especializa-

dos e muitas vezes complexos para manter os barramentos balanceados, além de impor limites operacionais aos conversores em termos de fator de potência e índice de modulação. Em geral, essas características afetam negativamente a confiabilidade do sistema. Assim, topologias multinível em cascata que empregam transformadores no lugar de vários barramentos CC aparecem como alternativas com melhor confiabilidade e de operação mais simples (KANG et al., 2004; KANG et al., 2005; AJAMI; FARAKHOR; ARDI, 2014). Assim, nos capítulos de 3 a 5 são propostas alternativas deste tipo, que utilizam transformadores para gerar as tensões multinível. No capítulo 3 são apresentadas generalizações de retificadores bidirecionais e unidirecionais, enquanto no capítulo 4 é proposta uma generalização para conversores a quatro fios. Por fim, no capítulo 5 são propostas generalizações de conversores monofásicos com braços compartilhados, uma técnica que tem por objetivo reduzir a quantidade de braços na composição da topologia.

1.2 Revisão Bibliográfica

A conversão da energia elétrica é um processo que envolve sua transformação a partir da forma oferecida pela fonte para aquela demandada pela carga. Os primeiros conversores utilizados com esta finalidade eram do tipo eletromecânicos, i.e., máquinas rotativas com uma parte motora e outra geradora, mecanicamente acopladas. Deste modo, alimentando a parte CA e coletando a energia na parte CC, obtinha-se um conversor rotativo CA-CC (motor CA - gerador CC). De modo recíproco, a mesma máquina poderia operar como um inversor (conversor CC-CA). As aplicações se davam em maior parte no modo retificador (CA-CC), convertendo a energia CA da rede para cargas CC comerciais e industriais, bem como em eletrificação ferroviária. Durante a década de 1930, os conversores rotativos passaram a se tornar obsoletos, dando espaço aos conversores estáticos baseados no efeito termoiônico, como os retificadores a arco de mercúrio, que eram de mais simples operação e manutenção. Na mesma época, foram desenvolvidos os retificadores e inversores controlados, utilizando válvulas termoiônicas controladas como chaves.

Posteriormente, as válvulas termoiônicas começaram a ser substituídas pelos semicondutores de estado sólido, em razão do seu menor tamanho, custo, e maior durabilidade. Nos conversores, isto ocorreu à medida que dispositivos como diodos semicondutores e tiristores de um modo geral começaram a ser fabricados para maiores potências. A partir da década de 1990, os IGBTs passaram a ser efetivamente utilizados como chaves de potência em conversores estáticos, proporcionando uma rápida velocidade de comutação em potências antes inalcançáveis pelos transistores de efeito de campo metal-óxido-semicondutor (MOSFET) de potência. Como os IGBTs são chaves de comutação mais rápida do que os tiristores, isto permitiu elevar a faixa de potência em que métodos mais avançados de chaveamento poderiam ser utilizados, como as técnicas PWM. Em paralelo, o avanço das tecnologias de semicondutores no campo da computação e microeletrônica também foi

fundamental. O advento de computadores e, em particular, de microprocessadores capazes de implementar métodos mais avançados de controle dos conversores, tornou possível melhorar a qualidade da energia e a eficiência na conversão, tanto em baixa quanto em alta potência.

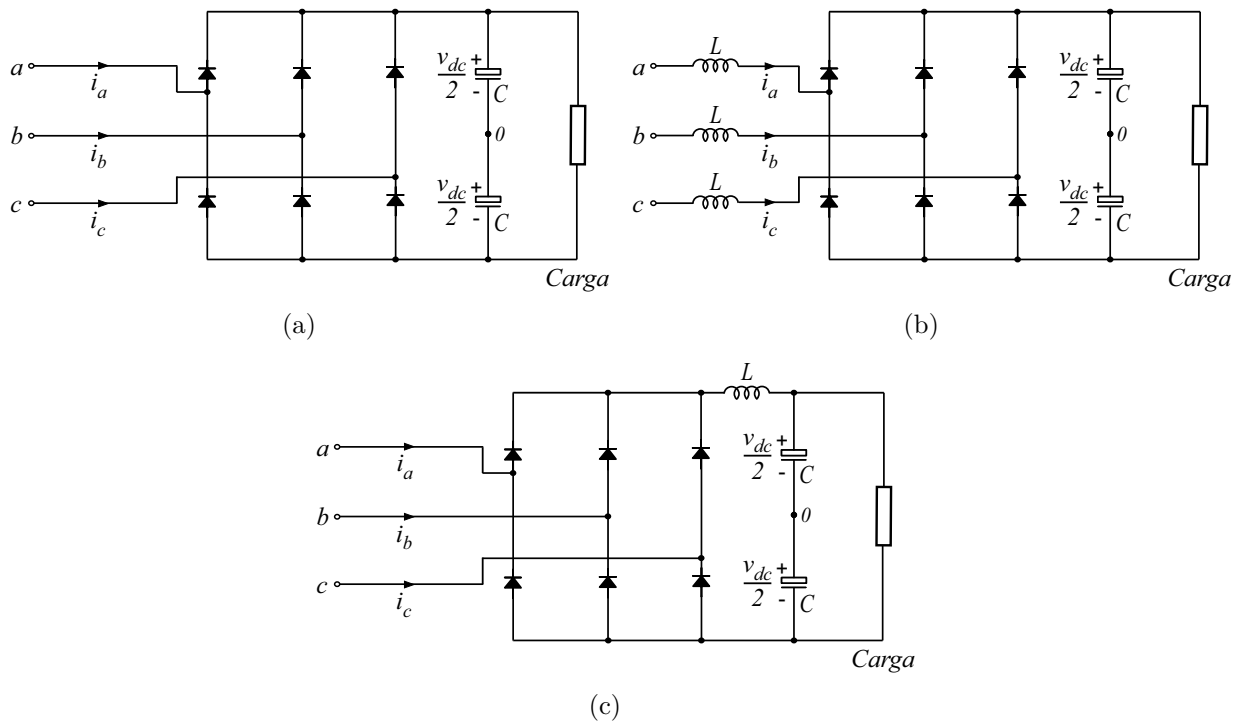
No campo dos semicondutores de potência, a busca continua sendo por dispositivos de maior capacidade de tensão e corrente, menores perdas, e comutação mais rápida. No entanto, por mais avançada que seja a tecnologia, o aumento do nível de potência sempre impõe limitações nesses termos, principalmente em topologias mais usuais como os conversores de dois níveis. Deste modo, há um esforço da comunidade científica também em desenvolver topologias que permitem contornar estas limitações. Considerando os conversores CA-CC e CC-CA, as topologias multinível estão entre as principais soluções que conseguem aumentar tanto a capacidade de processamento de potência quanto a qualidade da energia processada pelos conversores. Topologias trifásicas uni e bidirecionais, de três e quatro fios, bem como configurações monofásicas bidirecionais são o foco deste trabalho, de modo que a revisão bibliográfica pode ser dividida em duas partes: retificadores trifásicos e conversores CC-CA.

1.2.1 Retificadores trifásicos

Sistemas elétricos de alta potência são usualmente alimentados por conversores estáticos trifásicos em duas etapas. Na primeira, são utilizados retificadores para a conversão CA-CC, e na segunda a potência CC é convertida segundo os requisitos da carga, seja por um conversor CC-CC (*chopper*) ou por um inversor. Isto pode ser verificado numa grande variedade de aplicações, como em sistemas de corrente contínua em alta tensão (HVDC) (NGUYEN; LEE; KIM, 2014), sistemas de baterias para armazenamento de energia (BESS) (WANG et al., 2016), fontes de alimentação ininterruptas (UPS) (DONG et al., 2015), dentre outras. Neste contexto, os conversores CA-CC podem ser classificados de acordo com o fluxo de potência em dois grandes grupos, os unidirecionais e os bidirecionais (SINGH et al., 2004), sendo os primeiros ainda subdivididos em passivos, híbridos ou controlados com correção de fator de potência (PFC) (KOLAR; FRIEDLI, 2013).

As topologias mais simples de retificadores são as unidirecionais não controladas, constituídas por diodos de potência. O exemplo mais típico é a ponte trifásica de onda completa, também conhecida como ponte de Graetz, mostrada na Figura 1.1. Apesar de serem soluções baratas, robustas e simples, os retificadores passivos em geral apresentam baixa qualidade de energia em termos de harmônicos injetados na corrente, distorção na tensão resultante, fator de potência baixo, baixa eficiência, e filtros CA e CC muito grandes (SINGH et al., 2004). Na literatura existem algumas soluções para melhorar a qualidade da energia do lado CA (LUO et al., 2009; ALEXA; SIRBU; LAZAR, 2006; CARBONE; CORSONELLO; SCAPPATURA, 2003), que em geral empregam técnicas

Figura 1.1 – Retificadores trifásicos passivos de onda completa convencionais (ponte de Graetz).
 (a) Sistema sem filtro indutivo. (b) Sistema com filtro indutivo do lado CA. (c) Sistema com filtro indutivo do lado CC.



de filtragem passiva, aumentando o tamanho, custo e perdas devido aos filtros.

Um outro problema dos retificadores passivos é sua tensão CC de saída não controlada, que é determinada pelas tensões CA de entrada. A alternativa de retificador ativo mais simples que resolve esta questão é a ponte trifásica a tiristores, realizada pela substituição dos diodos por dispositivos como o retificador controlado de silício (SCR) ou o tiristor comutável pela porta (GTO). No entanto, como os tiristores empregam técnicas de comutação lenta, essa solução degrada ainda mais o fator de potência da fonte CA, sendo igualmente inadequada para aplicações em que a qualidade de energia é fundamental, exigindo baixa distorção harmônica total (THD) das correntes CA, além de elevados fator de potência e eficiência (KOLAR; FRIEDLI, 2013).

Nestes casos, os retificadores híbridos são considerados alternativas superiores às pontes trifásicas a tiristores, pois aliam o baixo custo e a robustez dos conversores passivos com a controlabilidade dos ativos. Por exemplo, um sistema híbrido clássico é o conversor CA-CC-CC com uma ponte a diodos no primeiro estágio e um *chopper* no segundo, que permite regular a tensão de saída. Na Figura 1.2 é mostrado um exemplo em que o estágio CC-CC é um conversor *boost*. Outros exemplos podem ser encontrados na literatura (SOEIRO; KOLAR, 2013; COSTA et al., 2011; FREITAS et al., 2006; ALVES; BARBI, 2006; ALVES; FONT; BARBI, 2005), e são mostrados nas Figuras 1.3 e 1.4.

Por outro lado, os retificadores híbridos ainda são soluções de relativo baixo de-

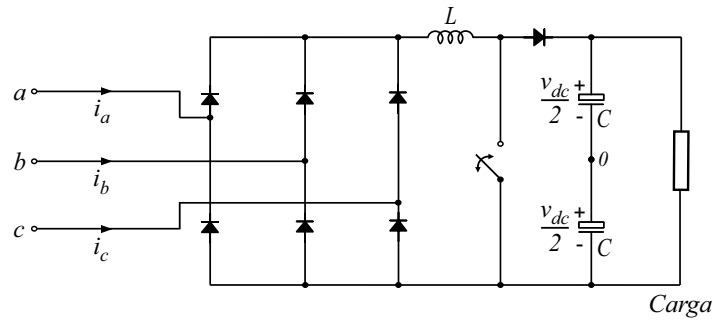
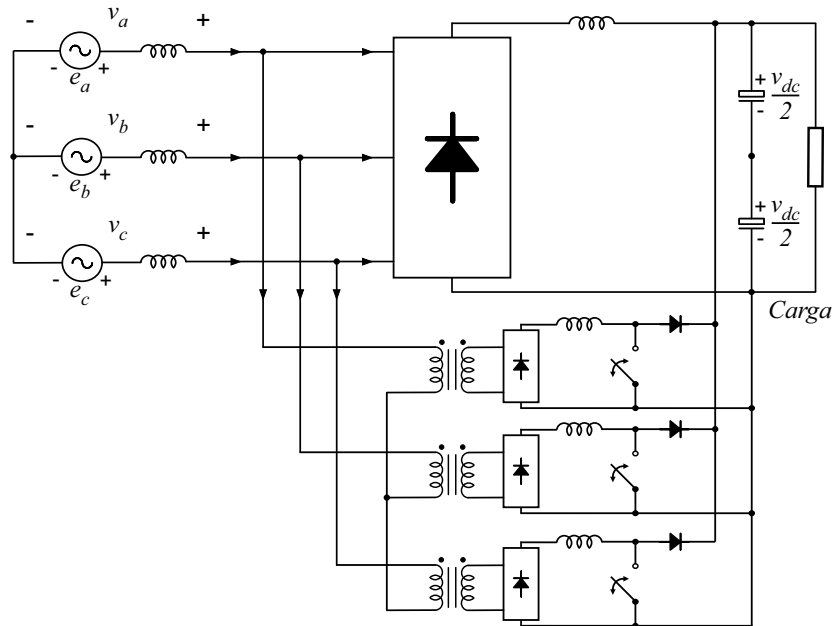
Figura 1.2 – Retificador trifásico híbrido tipo *boost*.

Figura 1.3 – Retificador trifásico híbrido proposto em (FREITAS et al., 2006).



sempenho, estando limitadas pelo estágio passivo. Para conseguir um fator de potência alto ($>99\%$) e baixos níveis de distorção harmônica nas correntes CA ($<5\%$) utilizando filtros menores e com maior eficiência, são utilizados retificadores PWM ativos uni ou bidirecionais. Eles permitem a regulação da tensão CC de saída sem a necessidade do estágio CC-CC, e são geralmente compostos por chaves rápidas como MOSFETs de potência e IGBTs, que conseguem realizar a modulação em altas frequências (kHz). Este tipo de conversor têm ganhando cada vez mais espaço entre as aplicações de alta potência à medida que os semicondutores são aprimorados e novas topologias são propostas. A configuração trifásica mais simples deste tipo é mostrada na Figura 1.5, e é conhecida como retificador PWM de dois níveis.

Conversores PWM CA-CC também têm uma importância especial em sistemas que empregam um controle mais preciso e complexo, especialmente do lado CA, como em sistemas de geração a partir de energia eólica. Nestes casos, as turbinas trabalham com velocidade variável em função da velocidade do vento, o que modifica o ponto de máxima potência do sistema ao longo do tempo (WANG; CHANG, 2005). Deste modo, para al-

Figura 1.4 – Retificador trifásico híbrido proposto em (ALVES; BARBI, 2006).

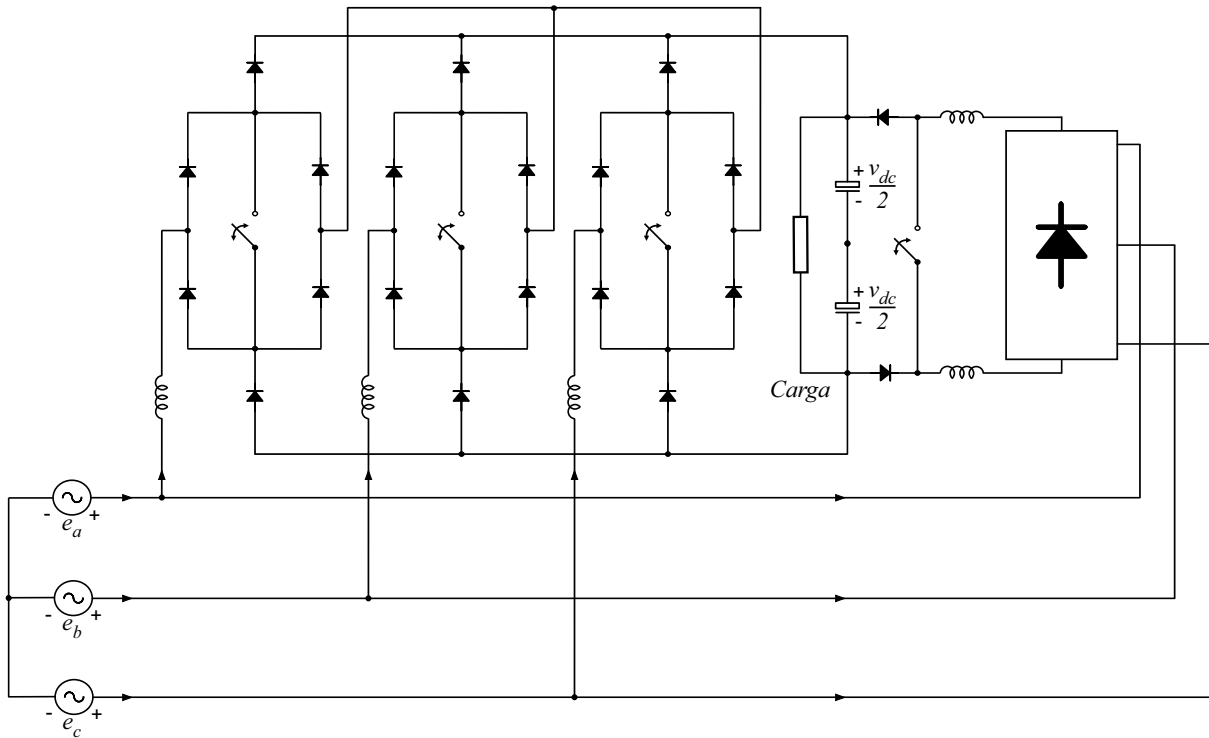
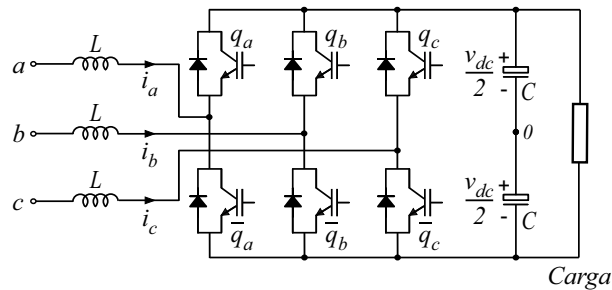


Figura 1.5 – Retificador PWM trifásico convencional.



cançar um desempenho ótimo, a tensão CA invertida precisa ser precisamente controlada para rastrear o ponto de máxima potência. Exemplos de sistemas básicos deste tipo podem ser vistos em (WANG; CHANG, 2005; MEDRI; WU, 2006; TAN et al., 2016). Em (MILLER; SUN, 2006) 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 (LI; MI, 2007) e em (KHARITONOV; BROVANOV; ZINOVIEV, 2011). Em todos estes casos, conversores CA-CC ativos são empregados em sistemas de conversão *back-to-back* para fazer a interface com a rede elétrica. Outros sistemas CA-CC-CA são utilizados em uma grande variedade de aplicações de alta potência e alta/média tensão, como visto em (PARSA; TOLIYAT, 2005; LEVI, 2008; ANDRIOLLO et al., 2010; SINGH; CHANDRA, 2011).

Apesar de poder oferecer bom desempenho, o retificador PWM de dois níveis possui limitações em termos de processamento de energia. À medida que a potência do

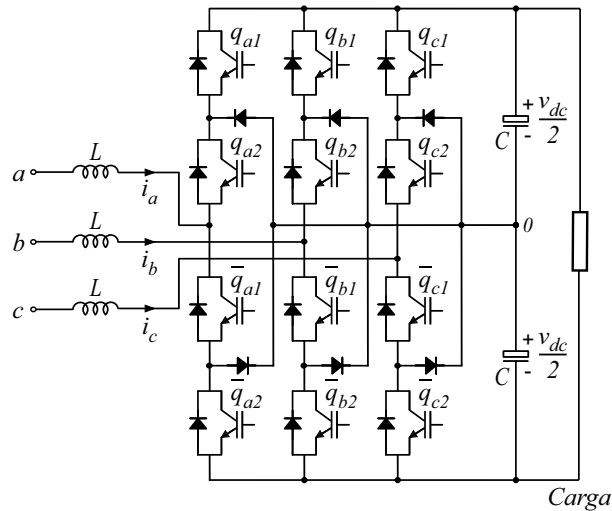
conversor aumenta, o custo das chaves cresce consideravelmente e a frequência máxima diminui, o que degrada a qualidade da energia e aumenta o tamanho dos filtros, prejudicando o rendimento. Para alcançar níveis de potência que estão acima da capacidade dos dispositivos, chaves podem ser associadas em série para dividir tensão, e em paralelo para dividir corrente. No entanto, isto gera um problema de sincronismo entre as chaves associadas e diminui a confiabilidade do sistema.

Uma outra forma de resolver este problema e garantir a viabilidade de um sistema de conversão de alta potência com boa confiabilidade e desempenho, é a utilização das topologias multinível (HOCHGRAF et al., 1994; LAI; PENG, 1996; SINGH et al., 2004; MELICIO; MENDES; CATALAO, 2008; PENG; QIAN; CAO, 2010; HELDWEIN; MUSSA; BARBI, 2010). Elas são formadas por associações de dispositivos semicondutores que permitem tanto a divisão da potência processada, aumentando a capacidade do conversor, quanto a melhoria da qualidade da tensão invertida. Uma vez que o maior número de níveis produzido na tensão resultante diminui a distorção harmônica nelas e nas correntes, é possível reduzir tanto a frequência de chaveamento dos semicondutores quanto o tamanho dos filtros passivos. A diminuição da frequência não só diminui as perdas, como também causa um aumento na capacidade do sistema de conversão, de modo que as configurações multinível tornam-se muito mais adequadas para aplicações de alta potência do que as de dois níveis. Outras vantagens são citadas em (SOMASEKHAR et al., 2005; IQBAL et al., 2013; SALEM et al., 2013; NIAN; ZHOU, 2015), como a redução do estresse de chaveamento nas chaves, menor variação das tensões geradas e menor potência por célula utilizada. As desvantagens basicamente se concentram na necessidade de utilizar um número maior de componentes (NIAN; ZHOU, 2015), o que pode implicar numa maior complexidade operacional do sistema em termos de acionamento e controle.

Os conversores multinível são tradicionalmente classificados na literatura em três principais grupos de topologias (SINGH et al., 2004; PENG; QIAN; CAO, 2010), que são as grampeadas por diodo (NABAE; TAKAHASHI; AKAGI, 1981; ZHAO; LI; LIPO, 1995; YACOUBI et al., 2005; BARBOZA et al., 2015; MISSANDA; AL-HADDAD; MENDALEK, 2016), com capacitor flutuante (MEYNARD; FOCH, 1992; HELDWEIN; MUSSA; BARBI, 2010; HARTMANN; FEHRINGER, 2012; QI et al., 2018; LIU et al., 2018), e em cascata (MARCHESONI; MAZZUCHELLI; TENCONI, 1988; PENG et al., 1996; LIANG; NWANKPA, 1998; HAMMOND, 1997; IMAN-EINI et al., 2008; FARIVAR; TEYMOURFAR; IMAN-EINI, 2011; LI; WANG; YU, 2016). Os conversores multinível modulares (MMC) também são um grupo de configurações que vêm crescendo rapidamente (NAMI et al., 2015; DEBNATH et al., 2015; PEREZ et al., 2015). Uma das configurações CA-CC multinível trifásicas mais clássicas é a com NPC de três níveis, mostrada na Figura 1.6.

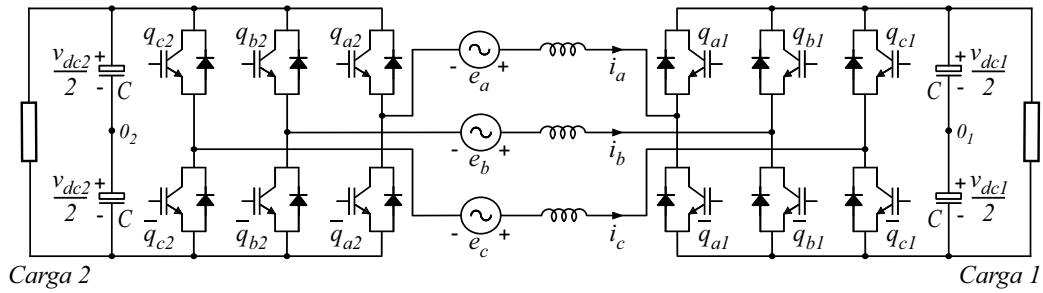
Em geral, as topologias multinível em cascata têm a vantagem sobre as demais

Figura 1.6 – Retificador NPC trifásico.



por não precisarem de um grande número de diodos de grameamento, nem de capacitores flutuantes, o que melhora sua confiabilidade. Além disso, elas têm a característica de modularidade quando compostas por células iguais, tornando mais fácil sua manutenção, reparo e expansão. As topologias mais populares deste tipo são as CHB (MARCHESONI; MAZZUCHELLI; TENCONI, 1988; PENG et al., 1996; HAMMOND, 1997; LIANG; NWANKPA, 1998; WEN; SMEDLEY, 2008), que apesar de serem mais utilizadas em conversão CC-CA, também encontram seu lugar entre os retificadores (IMAN-EINI et al., 2008; FARIVAR; TEYMOURFAR; IMAN-EINI, 2011; LI; WANG; YU, 2016). No entanto, uma de suas principais desvantagens é que elas precisam empregar uma grande quantidade de barramentos CC isolados, sobretudo em sistemas trifásicos (AZLI; CHO-ONG, 2006), precisando de sistemas de controle específicos e por vezes complexos para serem regulados (IMAN-EINI et al., 2008; WEN; SMEDLEY, 2008; BARRENA et al., 2008; SEPAHVAND; LIAO; FERDOWSI, 2011).

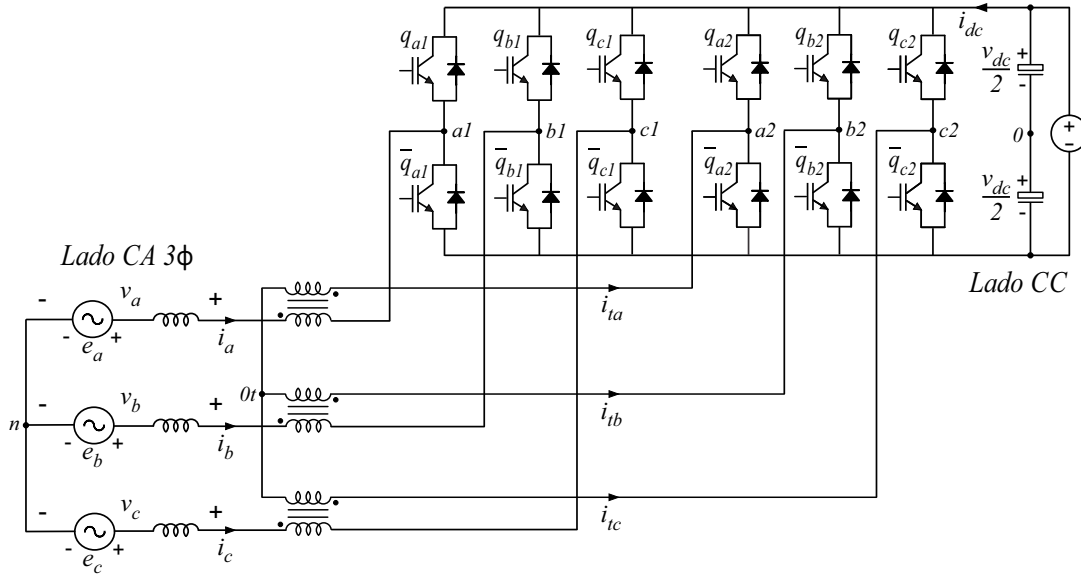
Um outro método para formar topologias multinível em cascata nos sistemas polifásicos é abrir o neutro da carga ou fonte CA e conectar a ela dois conversores, um em cada conjunto de terminais, formando uma conexão com neutro aberto, ou *open-end*, como mostrado na Figura 1.7 para um retificador de três níveis. Um dos primeiros registros na literatura deste tipo de conexão podem ser encontradas em (STEMMLER; GUGGENBACH, 1993; CORZINE; SUDHOFF; WHITCOMB, 1999) para acionamento de máquinas trifásicas. Outras configurações são vistas em (CORZINE et al., 2004; LEVI et al., 2012; PIRES; SILVA, 2012; RAJEEVAN et al., 2013; LEE; HA, 2015; GANDIKOTA; MOHAN, 2016; TEWARI; MOHAN, 2018). Topologias similares aplicadas a sistemas de retificação são menos documentadas, mas podem ser encontradas em (WANG et al., 2013a; JACOBINA; ROCHA; MARINUS, 2013). Em geral, este tipo de configuração tem a característica de preservar as vantagens já mencionadas das topologias multinível em cascata, mas utilizando menos barramentos CC isolados do que a alternativa CHB.

Figura 1.7 – Retificador *open-end* de três níveis.

No capítulo 2 desta tese é proposto um conjunto de configurações unidirecionais baseadas naquelas apresentadas em (MÉLLO et al., 2014). Nas topologias propostas aqui, uma ponte H com capacitor flutuante é conectada em série com cada fase do sistema, para aumentar o número de níveis das configurações, uma técnica que possui vários precedentes na literatura (VEENSTRA; RUFER, 2005; CHIASSON; OZPINECI; TOLBERT, 2007; RAJEEVAN; GOPAKUMAR, 2012; PIRES; SILVA, 2012; RAJEEVAN et al., 2013; KUMAR et al., 2015). Neste caso, técnicas de PWM associadas a uma estratégia de controle adequada são também propostas tanto para regular a potência fornecida pelo sistema, como para controlar as tensões dos barramentos a capacitor flutuante.

Por outro lado, ainda é possível formar conversores multinível em cascata por meio de transformadores, que injetam a tensão dos elementos associados a eles em série com o sistema CA. Deste modo, um único barramento CC pode ser utilizado para formar o conversor. Diversos exemplos de conversores monofásicos constituídos desta forma podem ser encontrados na literatura (KANG et al., 2004; KANG et al., 2005; AJAMI; FARAKHOR; ARDI, 2014), e outros trifásicos também estão documentados (SONG; KANG; PARK, 2009; SANTOS JÚNIOR, 2012; CARLOS; JACOBINA, 2017), como mostrado na Figura 1.8. Pelo uso dos transformadores, ainda é possível projetar as relações de expiras de modo a aumentar ainda mais o número de níveis gerados, embora isto também cause o aumento da assimetria entre as células e dos dispositivos de modo geral (AJAMI; FARAKHOR; ARDI, 2014; CARLOS; JACOBINA, 2017). Assim, no capítulo 3 desta tese é apresentada uma família de retificadores trifásicos multinível assimétricos que faz uso deste princípio, como uma contribuição adicional ao que foi trabalhado em (MÉLLO; JACOBINA, 2017). Aqui, será explorado o grau de liberdade no ganho de tensão ao se acrescentar um transformador na célula de maior potência, o que garante isolamento galvânica. Além disso, as configurações propostas são comparadas com outras topologias multinível isoladas, e níveis de assimetria intermediários entre as células são analisados para evidenciar casos de interesse especial.

Figura 1.8 – Conversor multinível com transformador proposto em (SANTOS JÚNIOR, 2012).

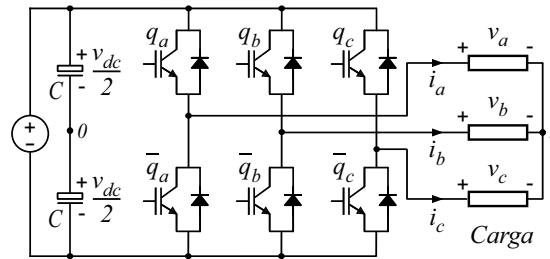


1.2.2 Inversores e conversores bidirecionais

Os primeiros inversores estáticos datam da década de 1930, e eram formados por válvulas termoiônicas controladas (TOMPKINS, 1933; REICH, 1933; WAGNER; LUDWIG, 1934). Nesta época, o processo de conversão mais comum era o de retificação, de tal sorte que os inversores foram assim denominados por realizarem o processo inverso. Os inversores valvulados só se tornaram viáveis após o desenvolvimento das válvulas a gás, que tinham maior eficiência e proporcionavam uma menor queda de tensão do que as válvulas a vácuo (TOMPKINS, 1933). A partir da década de 1960, logo após o surgimento do SCR, as válvulas começaram a ser substituídas pelos tiristores (JONES; LOWRY; SYLVAN, 1959; LOWRY, 1959; MCMURRAY; SHATTUCK, 1961; KIAHI et al., 1977; UEDA et al., 1983). À medida que a eletrônica de potência evoluiu, a velocidade e a capacidade dos tiristores também foi aumentando. Isto permitiu a utilização mais efetiva da técnica de chaveamento por PWM, que oferecia uma série de vantagens para acionamento de máquinas, como controle de tensão, de frequência, e menor distorção harmônica, o que possibilitou ampliar as aplicações de máquinas CA, permitindo inclusive a substituição das máquinas CC em muitas delas (VUTZ, 1972; POLLACK, 1972; NAYAK; HOFT, 1975; PLUNKETT, 1977; BOSE, 1993).

Com o objetivo de melhorar ainda mais o desempenho dos inversores aplicados ao acionamento de máquinas, o primeiro inversor PWM multinível trifásico, o conversor NPC, foi proposto em 1981 (NABAE; TAKAHASHI; AKAGI, 1981). Nesta configuração, o padrão multinível da forma de onda junto com a modulação PWM permitia reduzir perdas e trepidação na máquina devido aos harmônicos. Não muito tempo depois, surgia também o IGBT, que a partir da década de 1990 começou a substituir os tiristores e os transistores bipolares de potência (BPT), principalmente nas topologias PWM, per-

Figura 1.9 – Inversor PWM convencional de dois níveis.

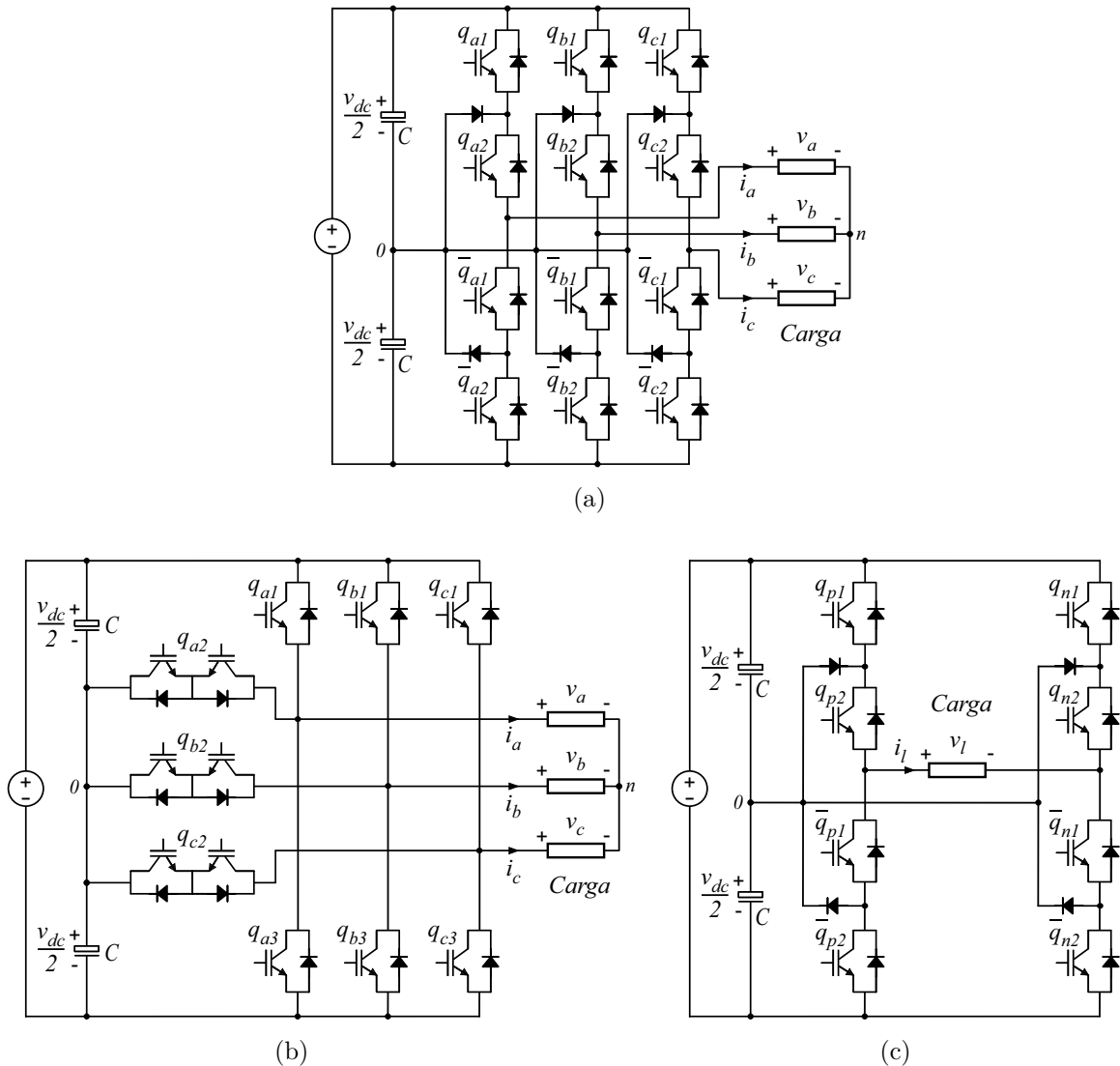


mitindo elevar a frequência de chaveamento para a ordem de kHz em altas potências (BOSE, 1993; THIYAGARAJAH; RANGANATHAN; IYENGAR, 1991; BLAABJERG; JAEGER; MUNK-NIELSEN, 1995).

Atualmente, os conversores CC-CA PWM são tradicionalmente classificados como inversores fonte de tensão (VSI) e fonte de corrente (CSI). Em geral, os VSI são mais amplamente utilizados, sobretudo em altas potências, sendo subdivididos em conversores de dois níveis e nos multinível (RODRIGUEZ et al., 2007). O inversor PWM trifásico de dois níveis é mostrado na Figura 1.9. Apesar de mais simples, os conversores de dois níveis apresentam dificuldades operacionais em altas potências devido aos limites de tensão e corrente dos semicondutores. Isto pode ser contornado conectando chaves idênticas em série para dividir tensão, e em paralelo para dividir corrente. No entanto, com a adição de uma quantidade semelhante de componentes, é possível formar topologias multinível. Além de expandir a capacidade de potência dos sistemas, elas melhoram a qualidade da energia pela diminuição da distorção harmônica, sendo em geral mais adequadas.

Assim, os VSI multinível têm sido cada vez mais utilizados para aplicações de média tensão e alta potência devido às suas vantagens comparadas às alternativas de dois níveis, como maior capacidade de potência, menor distorção harmônica, menores (ou nenhum) filtros passivos, menores frequência, estresse e perdas por chaveamento, menor interferência eletromagnética, menor tensão de modo comum, e maior tolerância a falhas (HOCHGRAF et al., 1994; LAI; PENG, 1996; TOLBERT; PENG; HABETLER, 1999; RODRIGUEZ; LAI; PENG, 2002; RODRIGUEZ et al., 2007; PENG; QIAN; CAO, 2010; GUPTA et al., 2016). Estes conversores são tradicionalmente classificados na literatura em três principais grupos de topologias, que são as grampeadas por diodo (NABAE; TAKAHASHI; AKAGI, 1981; CHOI; CHO; CHO, 1991; RODRIGUEZ et al., 2010; ZHANG et al., 2013), com capacitor flutuante (MEYNARD; FOCH, 1992; ESCALANTE; VANNIER; ARZANDE, 2002; HUANG; CORZINE, 2006), e em cascata (MARCHESONI; MAZZUCHELLI; TENCONI, 1988; PENG et al., 1996; HAMMOND, 1997; WEN; SMEDLEY, 2008; XIAO et al., 2015). Um outro grupo de configurações vem ganhando bastante destaque nos últimos anos, que são os conversores multinível modulares (MMC) (DEBNATH et al., 2015; PEREZ et al., 2015; BAHIA et al., 2016; MARZOUGHY et al., 2018; RAZANI; RAVANJI; PARNIANI, 2018).

Figura 1.10 – Inversores NPC. (a) Trifásico tipo I, três níveis. (b) Trifásico tipo T, três níveis. (c) Ponte H monofásica, cinco níveis.



Os inversores do tipo grampeado por diodo se caracterizam por oferecer vários níveis de tensão pelo uso de capacitores conectados em série, de modo que a conexão dos pontos intermediários dessa associação com a saída é feita por meio de chaves eletrônicas de potência e diodos de grampeamento. O conversor NPC de três níveis foi o primeiro desse tipo, proposto em 1981 (NABAE; TAKAHASHI; AKAGI, 1981) nas topologias I e T, e inaugurou a era dos conversores multinível. Ele foi apresentado como uma topologia PWM alternativa para diminuir as perdas e trepidação no acionamento de máquinas, causados pelos harmônicos da tensão. Nas Figuras 1.10(a) e 1.10(b) são mostradas as topologias I e T do conversor NPC de três níveis, e na Figura 1.10(c) é mostrada a ponte H NPC monofásica.

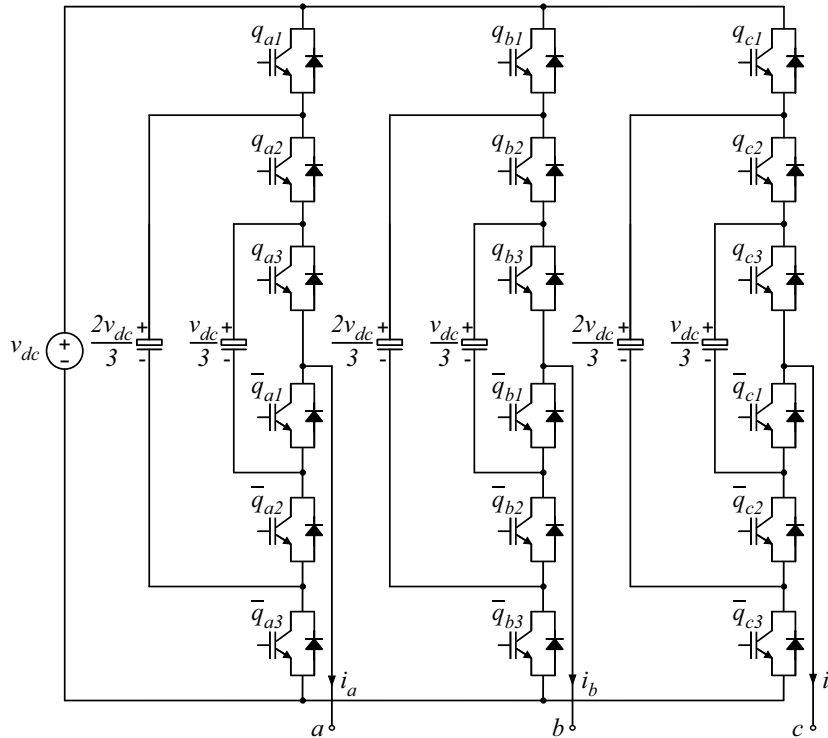
Após percebidas as vantagens do NPC também para o aumento da capacidade de tensão e potência do conversor, bem como na diminuição do estresse de chaveamento, os estudos em conversores multinível começaram a ser intensificados. A generalização do

conversor NPC foi proposta em (CHOI; CHO; CHO, 1991), expandindo-a para mais de três níveis de tensão, o que foi demonstrado com topologias de quatro e cinco níveis. Desde então, algumas propostas de novas configurações de conversores grampeados por diodo foram feitas. Em (GONZALEZ et al., 2007; XIAO et al., 2011; ZHANG et al., 2013; HUSEV et al., 2016), topologias baseadas no conversor NPC foram propostas para aplicação em sistema solar fotovoltaico, onde (GONZALEZ et al., 2007; XIAO et al., 2011; ZHANG et al., 2013) tratam com mais ênfase sobre soluções para o problema da corrente de fuga nesses sistemas. No entanto, boa parte das pesquisas recentes têm sido sobre estratégias de chaveamento e balanceamento dos barramentos CC em configurações NPC trifásicas, principalmente utilizando PWM vetorial e técnicas de controle preditivo (CHOI; LEE; LEE, 2014; CALLE-PRADO et al., 2015; HU et al., 2017; TAN et al., 2017). Esta é uma dificuldade particular neste tipo de conversor devido aos estados proibidos, que inviabilizam a utilização de controle por seleção de estado redundante (RSS) por fase.

O primeiro inversor multinível com capacitor flutuante (FCMI), também conhecido como multicelulares com capacitor flutuante (FCM), foi proposto e generalizado em (MEYNARD; FOCH, 1992) como uma alternativa ao NPC, fazendo uso de capacitores no lugar de diodos para fazer o grampeamento dos níveis. Assim, em vez de usar um banco de capacitores em série, essas topologias utilizam vários capacitores flutuantes aninhados e conectados entre os terminais das chaves, como mostrado na Figura 1.11 para conversor trifásico de quatro níveis. Apesar de não ser tão popular na indústria quanto a topologia NPC, o FCMI possui vantagens sobre ela, dentre as quais estão a ausência dos diodos de grampeamento e a possibilidade de regular os barramentos flutuantes por meio de estados redundantes (YUANG; STEMMLER; BARBI, 2001; HUANG; CORZINE, 2006). Em (HUANG; CORZINE, 2006) é mostrado ainda que é possível estender o número de níveis que uma dada topologia FCMI pode tradicionalmente oferecer. Isto é feito por meio da mudança da relação de tensão entre os capacitores flutuantes e a fonte CC, desde que a configuração ofereça grau de liberdade suficiente para o controle.

A partir dos conversores FCM, algumas novas topologias foram derivadas ao longo do tempo (GATEAU; MEYNARD; FOCH, 2001; MEYNARD et al., 2006; SADIGH et al., 2010; ADAM et al., 2011; DARGAHI et al., 2012; FLORICAU; GATEAU; MEYNARD, 2012; DARGAHI et al., 2015), dentre as quais as principais são os conversores multicelulares empilhados (SMC) (GATEAU; MEYNARD; FOCH, 2001), o FCM duplo (DFCM) (SADIGH et al., 2010), e o DFCM melhorado (I-DFCM) (DARGAHI et al., 2012). Em geral, estas configurações propõem melhorias na topologia para aumentar a quantidade de níveis gerados por chave, e diminuir o tamanho e custo dos capacitores flutuantes, que é um dos fatores limitantes da topologia FCM em termos de aplicabilidade para quantidades maiores de níveis (GATEAU; MEYNARD; FOCH, 2001; MEYNARD et al., 2006). Em (PENG, 2001), foi proposta uma topologia generalizada de conversor multinível que engloba tanto os conversores grampeados por diodo quanto os FCM. De modo semelhante

Figura 1.11 – Conversor PWM trifásico de quatro níveis com capacitor flutuante.

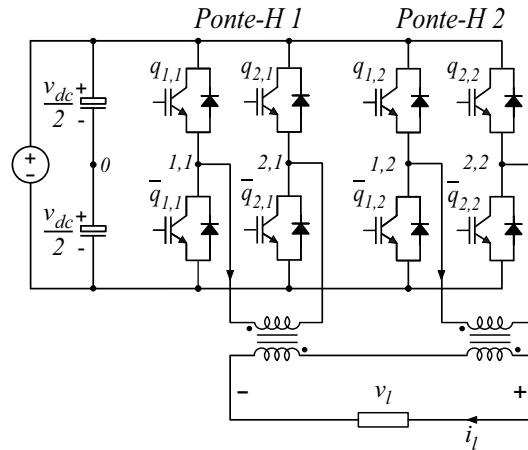


aos conversores grampeados por diodo, a regulação dos capacitores é uma questão de bastante interesse nas topologias FCM, e diversas propostas neste tema podem ser encontradas (YUANG; STEMMLER; BARBI, 2001; WILKINSON; MEYNARD; MOUTON, 2006; SHUKLA; GHOSH; JOSHI, 2008; SHUKLA; GHOSH; JOSHI, 2011; MCGRATH; HOLMES, 2011; KHAZRAEI et al., 2012; MORITZ; BATSCHAUER, 2017), e utilizam principalmente técnicas RSS e o balanceamento natural característico das topologias.

Já as configurações em cascata começaram com as CHB. Um dos primeiros registros foi feito em (MARCHESONI; MAZZUCHELLI; TENCONI, 1988), onde duas pontes H em cascata foram usadas para formar células de um conversor destinado a alimentar bobinas para estabilização de plasma no *Joint European Torus*. Posteriormente, a topologia foi generalizada em (PENG et al., 1996) e em (HAMMOND, 1997) para várias pontes em cascata. Particularmente, as topologias CHB têm como vantagens não necessitar de diodos de grampeamento, além de possuir modularidade, permitindo alcançar níveis mais altos de tensão e potência simplesmente conectando células em série. A sua grande desvantagem é necessitar de um barramento CC isolado para cada ponte, o que pode ser contornado pela utilização de capacitores flutuantes, como visto em (CORZINE; HARDRICK; FAMILIANT, 2003; DU et al., 2006; KHOUCHA et al., 2010; SEPAHVAND et al., 2013), cujas tensões devem ser reguladas por um sistema de controle.

Outras topologias de conversores multinível em cascata podem ser derivadas da CHB, e vários exemplos podem ser vistos na literatura. Em (VEENSTRA; RUFER, 2005), pontes H com capacitores flutuantes são colocadas em cascata com um conversor NPC

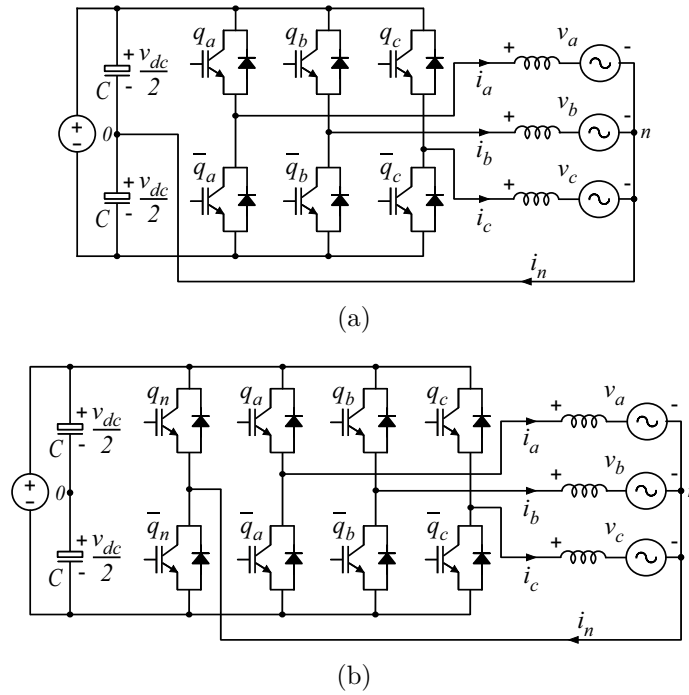
Figura 1.12 – Conversor ponte H em cascata com transformadores em série.



trifásico para produzir um conversor de 9 níveis. Em (CHIASSON; OZPINECI; TOLBERT, 2007; PIRES; SILVA, 2012; TSANG; CHAN, 2014), configurações são produzidas colocando pontes a capacitor flutuante em série com um conversor trifásico de dois níveis. Em (RAJEEVAN; GOPAKUMAR, 2012; KUMAR et al., 2015), são propostos sistemas que empregam um conversor FCMI em cascata com várias pontes H com capacitores flutuantes, produzindo topologias de 5 e 17 níveis. Outras configurações e métodos para regular barramentos a capacitor flutuante podem ser vistos em (DU et al., 2006; LU; CORZINE, 2007; ROTELLA et al., 2009; VAZQUEZ et al., 2009; CORTES et al., 2010; NAMI et al., 2011; BUTICCHI et al., 2014), e em geral envolvem controle utilizando RSS no espaço vetorial, RSS por fase, ou PWMs modificados que resultam em distorções no tempo de chaveamento ou em pulso de níveis.

Assim, observa-se que as configurações multinível em cascata recaem com frequência no problema de precisar de vários barramentos CC isolados, ou de empregar vários capacitores flutuantes, o que gera um problema de controle e produz limites operacionais para o conversor, tornando o sistema potencialmente instável. Por outro lado, conversores em cascata utilizando transformadores são soluções que têm sido observadas com certa frequência na literatura (BANAEI; KHOUNJAHAN; SALARY, 2012; SANTOS JÚNIOR, 2012; AJAMI; FARAKHOR; ARDI, 2014; JAHAN; BANAEI; MOBARAKI, 2014; CARLOS; JACOBINA, 2017). Na Figura 1.12 é mostrada a topologia CHB utilizando transformadores. Apesar de aumentarem o volume do sistema, essas configurações possuem algumas vantagens como economizar fontes e capacitores de barramento CC, o que melhora a confiabilidade (WANG; BLAABJERG, 2014). Além disso, os sistemas de controle e esquemas de chaveamento se tornam muito mais simples, uma vez que se exclui a necessidade de utilizar vários barramentos CC e capacitores flutuantes (JAHAN; BANAEI; MOBARAKI, 2014; CARLOS; JACOBINA, 2017). Além disso, projetando um sistema de PWM adequado também é possível melhorar o perfil da tensão CA de saída simplesmente ajustando as relações de espiras dos transformadores para aumentar o número de níveis

Figura 1.13 – Conversores a quatro fios de dois níveis. (a) De três braços. (b) De quatro braços.

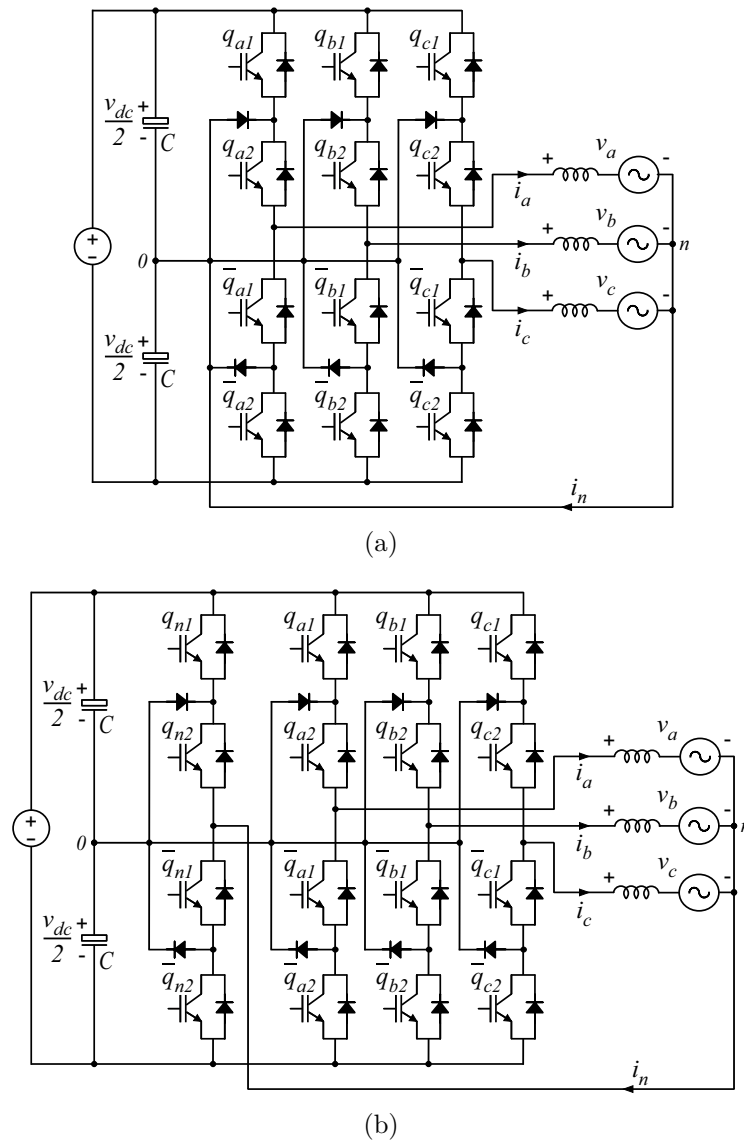


gerados (AJAMI; FARAKHOR; ARDI, 2014; CARLOS; JACOBINA, 2017), sem gerar qualquer problema referente a controle.

Alguns tipos de conversores também utilizam topologias com braços compartilhados para aliar características multinível e reduzir número de componentes. Dentre os registros mais antigos deste tipo de topologia estão (DIVAN, 1989), onde um sistema UPS realizado por um conversor CA-CC-CA monofásico é proposto com um braço a diodos do lado retificador, e (PARK et al., 1999), onde foi proposto um regulador de tensão. Estas configurações empregam uma topologia em T que têm sido utilizada não apenas para conversão CA-CC-CA, mas também em estágios CC-CA (SANTOS et al., 2015). Aliar esta técnica com transformadores em cascata permite criar novas configurações multinível, sendo este o tema do capítulo 5 deste trabalho, onde são propostos grupos de topologias monofásicas com braços compartilhados que fazem uso de transformadores com relação de espiras calculadas para produzir grande quantidade de níveis com número reduzido de braços, a partir de apenas um barramento CC.

Um outro grupo de conversores abordado neste trabalho é o dos conversores a quatro fios. Eles são utilizados principalmente para alimentar cargas trifásicas desequilibradas ou não lineares, que aumentam a cada dia com o crescimento das cargas eletrônicas, e também em sistemas com tolerância a faltas. Um dos primeiros sistemas de compensação ativa a quatro fios foi estudado em (SCHOOR; WYK, 1987), onde conversores monofásicos foram utilizados em um sistema trifásico a quatro fios para filtrar os harmônicos das correntes de linha. Em (QUINN; MOHAN, 1992), conversores trifásicos a quatro fios de três e quatro braços foram propostos como alternativas para compor o sistema *shunt* de compen-

Figura 1.14 – Conversores a quatro fios NPC. (a) De três braços. (b) De quatro braços.



sação ativa. Estes mesmos conversores foram posteriormente utilizados diretamente como topologias de inversores e retificadores, como mostrado na Figura 1.13, para lidar com os problemas ocasionados pelos desequilíbrios e distorções do lado CA (FRASER; MANNING; WELLS, 1995; SALAZAR; ZAPATA; WIECHMANN, 1997; RYAN; DONCKER; LORENZ, 1999; ZHANG; LEE; BOROYEVICH, 2000; ZHANG et al., 2002; PERALES et al., 2003; GHOSH; NARAYANAN, 2008; LIANG et al., 2009; MOHD et al., 2010). Os conversores de quatro braços são em geral preferidos neste cenário por oferecerem um melhor aproveitamento da tensão do barramento CC, e melhor controle sobre a tensão e correntes de neutro, além de evitarem problemas ocasionados pela conexão com o ponto central do barramento CC, como capacitores muito grandes para limitar o *ripple* de tensão sob corrente de neutro elevada (ZHANG et al., 2002).

Com menor frequência, existem ainda alguns registros de topologias multinível a quatro fios na literatura, que em geral empregam conversores NPC de três e qua-

tro braços (WONG et al., 2001; DAI; WONG; HAN, 2006; KIM; SUL; ENJETI, 2008; VODYAKHO; MI, 2009), como mostrado na Figura 1.14. No entanto, essas topologias apresentam problemas semelhantes aos já comentados, como emprego de muitos diodos de grameamento, balanceamento dos barramentos CC, utilização de muitas fontes CC isoladas, etc. Assim, no capítulo 4 desta tese é proposto um grupo de configurações multinível a quatro fios generalizadas. Elas utilizam transformadores para conectar células de três e/ou quatro braços em cascata, sendo alternativas com um sistema de controle simplificado e empregando apenas um barramento CC, se comparado a outras propostas na literatura.

1.3 Objetivos

Com base no que foi apresentado, os objetivos gerais desta tese de doutorado são:

- Oferecer alternativas de conversores CA-CC e CC-CA multinível de alto desempenho, minimizando a utilização de barramentos CC alimentados;
- Generalizar as topologias sempre que possível;
- Propor os métodos de chaveamento PWM e de controle associados a cada caso quando necessário, buscando prioritariamente garantir o controle e a estabilidade dos sistemas, e então minimizar o chaveamento PWM dos conversores.
- Oferecer critérios mínimos de projeto dos conversores, como cálculo das relações de tensão dos barramentos CC, e de espiras dos transformadores, sempre de forma generalizada quando for o caso.
- Avaliar os *ratings* de tensão, corrente e potência dos dispositivos das configurações propostas em relação às opções convencionais.
- Por meio de simulações, avaliar e demonstrar o desempenho das configurações propostas e casos específicos das generalizações, com base na distorção harmônica, estresse de chaveamento e estimativa de perdas, comparando as alternativas entre si e com configurações convencionais.
- Por meio experimentos, validar os resultados de simulação na medida do possível, e demonstrar a viabilidade das configurações propostas.

1.4 Organização do Trabalho

Os capítulos de 2 a 4 deste trabalho são dedicados a configurações derivadas de topologias apresentadas em (MÉLLO, 2015; MÉLLO et al., 2014; MÉLLO; JACOBINA,

2017). No capítulo 2, duas configurações de retificadores unidirecionais são propostas (Figura 2.1). Elas são baseadas principalmente nas configurações de retificadores *open-end* apresentadas em (MÉLLO, 2015; MÉLLO et al., 2014), com a diferença que acrescentam pontes H com capacitores flutuantes em cascata com sistema CA, sendo uma por fase. Os retificadores multinível são propostos visando melhorar a qualidade da energia com relação a fonte CA, além de diminuir o estresse e as perdas por chaveamento. Além dessas configurações, o trabalho contribui com uma técnica de resolução do PWM vetorial (SV-PWM) para uma família de diagramas em duas dimensões, e também com métodos para regular a tensão nos capacitores flutuantes das pontes H, um deles aplicado ao SV-PWM e o outro ao LS-PWM.

Já no capítulo 3 é proposta uma alternativa para retificação trifásica multinível, utilizando apenas um barramento CC e transformadores em série para colocar células de dois níveis em cascata (Figura 3.1). São propostas três topologias generalizadas para K células em cascata, uma bidirecional e duas unidirecionais, todas baseadas nos casos particulares com duas células apresentados em (MÉLLO, 2015). Pela relação de espiras dos transformadores, é possível explorar a assimetria entre as células para fornecer a máxima quantidade de níveis, ou quantidades intermediárias que podem proporcionar melhores características de chaveamento. Estes casos são analisados em detalhes ao longo das seções de resultados e comparados com a topologia convencional de dois níveis e com outras duas multinível baseadas na NPC. Todos os casos são avaliados utilizando transformadores de isolamento.

Na sequência, no capítulo 4, é proposta uma generalização de configurações para sistemas trifásicos a quatro fios (Figura 4.3), que são na verdade uma expansão da configuração bidirecional do capítulo 3 para sistemas a quatro fios. As topologias originadas pela generalização são conversores que também utilizam transformadores em série para colocar células de três ou quatro braços em cascata. Mais uma vez, os conversores propostos visam fornecer uma forma de onda de tensão CA multinível com qualidade superior em relação à configuração convencional, diminuindo a distorção harmônica, além de diminuir o estresse e as perdas por chaveamento. Neste caso, apenas os casos de maior assimetria são analisados.

Finalmente, no capítulo 5, baseado nos trabalhos com transformadores previamente realizados e em outros presentes na literatura (AJAMI; FARAKHOR; ARDI, 2014; GANDOMI et al., 2015), são propostas duas generalizações para a configuração de conversor monofásico de três braços e dois transformadores (Figura 5.2). Uma delas utiliza N braços e $N - 1$ transformadores, e a outra é uma opção modular que utiliza M módulos de três braços e dois transformadores. Esta família de topologias é chamada de conversor com braço compartilhado, na qual dentre K braços de dois níveis, $K - 1$ são conectados cada um a um transformador, e o braço restante é conectado a todos os transformadores,

sendo portanto o braço compartilhado. Duas configurações, cada uma baseada em uma generalização, são comparadas com a ponte H em cascata (CHB) utilizando transformadores para mostrar que as configurações propostas conseguem gerar mais níveis por braço na versão assimétrica, oferecendo portanto uma melhor qualidade de energia, com menos distorção harmônica, e menores perdas para condições normalizadas.

Em cada capítulo, apresentação dos grupos de topologias e generalização é feita de forma sistemática, começando com a definição das equações básicas dos sistemas e projeto das relações de tensão dos barramentos CC ou de espiras dos transformadores. Então, são detalhados as técnicas de PWM e sistemas de controle, para que em seguida sejam mostrados e analisados os resultados de simulação, onde são avaliados a distorção harmônica, os *ratings* dos dispositivos, o estresse de chaveamento, e são feitas estimativas e comparações de perdas. Finalmente, as topologias são validadas experimentalmente e são apresentadas as conclusões específicas.

Na última parte do trabalho são apresentadas as conclusões gerais, onde são feitas observações mais abrangentes sobre o trabalho e as configurações propostas, além de ser feito um balanço geral dos objetivos atingidos e de trabalhos futuros em potencial, que dão continuidade aos estudos realizados de forma complementar.

2 Retificadores Unidirecionais *Open-End* com Pontes H e Capacitores Flutuantes

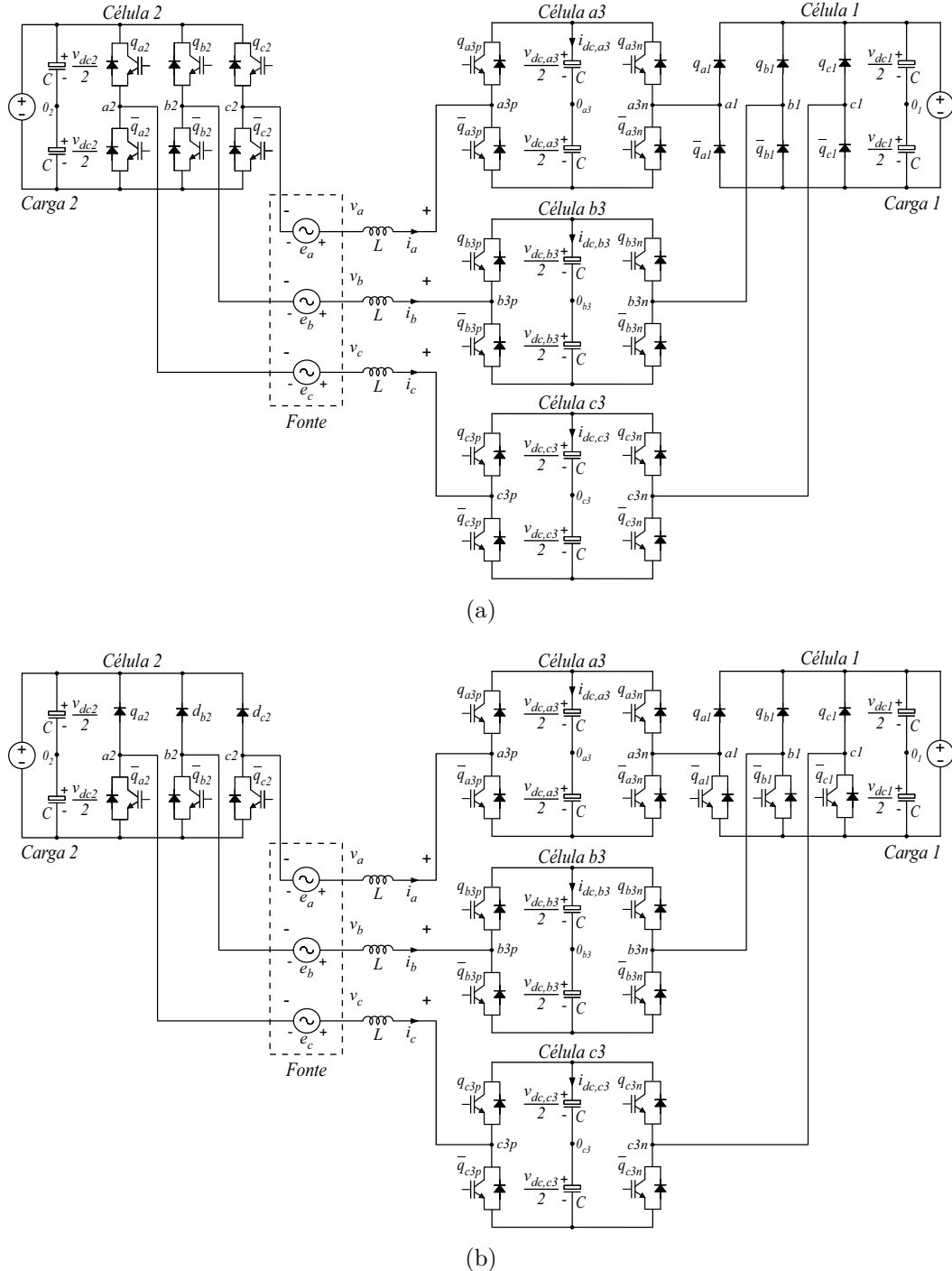
2.1 Introdução

Uma das técnicas observadas na literatura para gerar novas topologias de conversores multinível trifásicos é colocar pontes H em cascata com conversores de dois níveis (RAJEEVAN et al., 2013; ROSHANKUMAR et al., 2012; RAJEEVAN; GOPAKUMAR, 2012; WEN; SMEDLEY, 2008; MONDAL et al., 2007; LU; CORZINE, 2007; PIRES; SILVA, 2012). Por outro lado, a conexão de elementos trifásicos com neutro aberto (*open-end*) é uma topologia interessante para acionamentos, sendo mais frequentemente aplicada a máquinas de indução (TEWARI; MOHAN, 2018; GANDIKOTA; MOHAN, 2016; SEKHAR; SRINIVAS, 2013; WANG et al., 2013a; LEVI et al., 2012; PIRES; SILVA, 2012), permitindo alimentá-la com tensões multinível usando conversores de dois níveis convencionais. No entanto, esta configuração também pode ser adaptada para conversão CA-CC em que a fonte CA é um gerador ou a própria rede elétrica isolada por um transformador (MÉLLO, 2015; MÉLLO et al., 2014; MÉLLO; JACOBINA; SILVA, 2017). Nestes casos, ainda é possível reduzir chaves controladas por diodos em aplicações unidirecionais em que a operação regenerativa não é necessária ou permitida, tal como em sistemas de conversão de energia eólica (WECS), telecomunicações e aplicações aeroespaciais (YUAN, 2014a; YUAN, 2014b; WANG et al., 2013b; OLIVEIRA JÚNIOR et al., 2010).

Assim, fazendo uso dessas técnicas, dois conversores CA-CC trifásicos multinível unidirecionais são propostos neste capítulo. Neles, a fonte de potência CA configurada em *open-end* é um gerador trifásico a imã permanente (de um WECS, por exemplo), modelado como uma fonte trifásica em série com indutores. Os retificadores propostos, mostrados na Figura 2.1, são compostos por duas células formadas por conversores trifásicos de dois níveis, denominados células 1 e 2, que processam potência ativa, e três pontes H em cascata (uma em cada fase), denominadas células $a3$, $b3$ e $c3$, que possuem capacitores flutuantes, de modo que cada ponte H é conectada em cascata a uma fase do sistema trifásico.

Na configuração 1 [ver Figura 2.1(a)], a célula 1 é uma ponte a diodos, portanto não controlada, com tensão CC mais alta, enquanto a célula 2 é uma ponte de IGBTs (completamente controlada) com tensão CC menor. Na configuração 2 [ver Figura 2.1(b)], as células 1 e 2 são pontes trifásicas com braços mistos, i.e., compostos por um IGBT e um diodo (braços semicontrolados), cujas tensões CC são iguais. Em ambas as configurações, as três pontes H têm capacitores flutuantes no barramento CC e são completamente

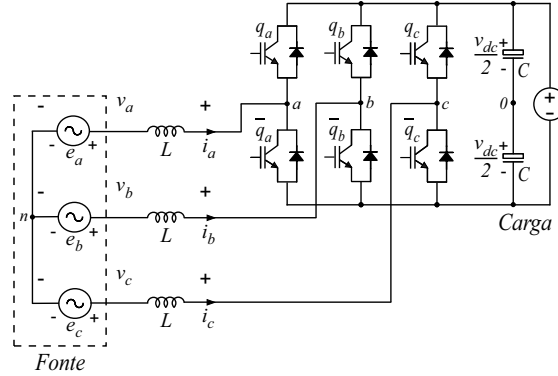
Figura 2.1 – Configurações propostas com fonte de potência em *open-end* e pontes H em cascata com barramento CC flutuante. (a) Configuração 1, na qual a célula 1 é uma ponte a diodos trifásica. (b) Configuração 2, na qual as células 1 e 2 têm braços semicontrolados.



controladas, sendo compostas por IGBTs. Estas configurações multinível são comparadas com a configuração convencional de dois níveis, que é o retificador trifásico a IGBTs mostrado na Figura 2.2 e chamada configuração 0.

Para regular a tensão CC das pontes H flutuantes de cada configuração, duas técnicas de controle baseadas em PWM são propostas. Na primeira, é utilizado o PWM

Figura 2.2 – Configuração 0 (convencional), na qual o retificador é uma ponte de IGBTs trifásica.



vetorial (SV-PWM), para o qual também é proposto um método de resolução. Este método é aplicável a uma família de diagramas vetoriais da qual fazem parte os diagramas das configurações propostas. Nesta técnica de controle, é utilizado o método da seleção de estado redundante (RSS), que permite controlar o fluxo de potência nos capacitores flutuantes a partir da escolha de vetores redundantes nos diagramas. Já a segunda técnica de controle utiliza o PWM deslocado em nível (LS-PWM). Enquanto no SV-PWM os estados de chaveamento são resolvidos para a três fases simultaneamente, no LS-PWM eles são resolvidos por fase, dada a tensão de neutro de referência. Assim, a técnica de controle faz uso da escolha de tensões de neutro de referência que não interferem nas tensões de fase resultantes, mas que proporcionam estados de chaveamento que favorecem a regulação dos capacitores flutuantes, zerando o fluxo de potência em regime permanente.

Em ambos os casos, o sistema de controle é focado em regular a tensão dos capacitores flutuantes das pontes H, utilizando para isso a ação de controle correspondente à técnica PWM escolhida. Além disso, o sistema faz o controle das correntes trifásicas da fonte CA para fornecer a potência desejada. Assim, é assumido que o controle de tensão CC das células 1 e 2 é feito pelo lado da carga, sendo transparente as sistemas de conversão CA-CC propostos.

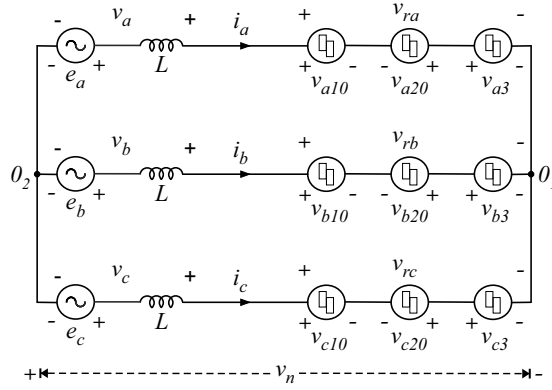
2.2 Modelo do Sistema

No modelo, a fonte de potência é considerada uma fonte de tensão trifásica ideal, cujas tensões são denotadas por e_j , com $j = a, b, c$ representando os índices de cada uma das fases do sistema, de modo que a equação dinâmica das correntes CA é dada por

$$L \frac{di_j}{dt} + Ri_j = e_j - v_j \quad (2.1)$$

onde L é a indutância dos indutores de acoplamento e R é a resistência dos seus enrolamentos. Já v_j são as tensões resultantes aplicadas pelo lado CA do retificador à associação fonte mais indutor de acoplamento, e as tensões v_{rj} são as tensões resultantes invertidas

Figura 2.3 – Circuitos equivalentes das topologias propostas.



pelo retificador. Ambas as tensões são dadas respectivamente por

$$v_j = v_{rj} - v_n \quad (2.2)$$

$$v_{rj} = v_{j10} - v_{j20} + v_{j3} \quad (2.3)$$

onde v_{j10} e v_{j20} são respectivamente as tensões de polo das células 1 e 2, e v_{j3} são as tensões de resultantes de cada ponte H (células $j3$). A tensão v_n é a tensão de neutro entre os pontos centrais 0₂ e 0₁ dos barramentos CC das células 2 e 1, respectivamente, sendo dada por

$$v_n = \frac{1}{3} \sum_{k=1}^3 v_{rk}. \quad (2.4)$$

Assim, o circuito equivalente mostrado na Figura 2.3 pode ser elaborado com base nas equações descritas até então, na qual as células 1, 2 e $j3$ são representados por fontes de tensão. Observe que o posicionamento das fontes é feito de modo a melhor evidenciar a composição das tensões v_{rj} .

Deste modo, as tensões de polo v_{j10} , v_{j20} e v_{j3} são dadas para ambos os conversores propostos em função dos estados de chaveamento q_{j1} , q_{j2} , q_{j3p} e q_{j3n} por

$$v_{j10} = \frac{v_{dc1}}{2}(2q_{j1} - 1) \quad (2.5)$$

$$v_{j20} = \frac{v_{dc2}}{2}(2q_{j2} - 1) \quad (2.6)$$

$$v_{j3} = v_{dc,j3}(q_{j3p} - q_{j3n}). \quad (2.7)$$

Neste modelo, as tensões dos barramentos CC v_{dc1} e v_{dc2} são consideradas constantes, i.e., do ponto de vista do retificador, as cargas são do tipo fonte de tensão, como linhas CC.

Já as tensões $v_{dc,j3}$ dos capacitores das pontes H são dadas pela equação dinâmica

$$\frac{C}{2} \frac{dv_{dc,j3}}{dt} = (q_{j3p} - q_{j3n})i_j. \quad (2.8)$$

Os estados de chaveamento são variáveis binárias que representam o estado de condução dos elementos semicondutores, sob as convenções mostradas na Figura 2.1. Por exemplo, para $q_{a2} = 0$ o IGBT superior do braço da fase A da célula 2 está em bloqueio, enquanto o IGBT inferior está conduzindo. Todos os estados de chaveamento, controláveis ou não, são representados pela variável homônima q para efeito de generalidade, devendo ser distinguidos pelo contexto. Isto significa que, quando se tratar da configuração 1, deve-se considerar que os estados q_{j1} são não controláveis, e quando se tratar da configuração 2, q_{j1} e q_{j2} são semicontroláveis, i.e., são controláveis dependendo do sinal da corrente i_j . Deste modo, tem-se para a configuração 1 que

$$q_{j1} = \begin{cases} 0, & \text{se } i_j < 0 \\ 1, & \text{se } i_j > 0 \end{cases} \quad (2.9)$$

e para a configuração 2

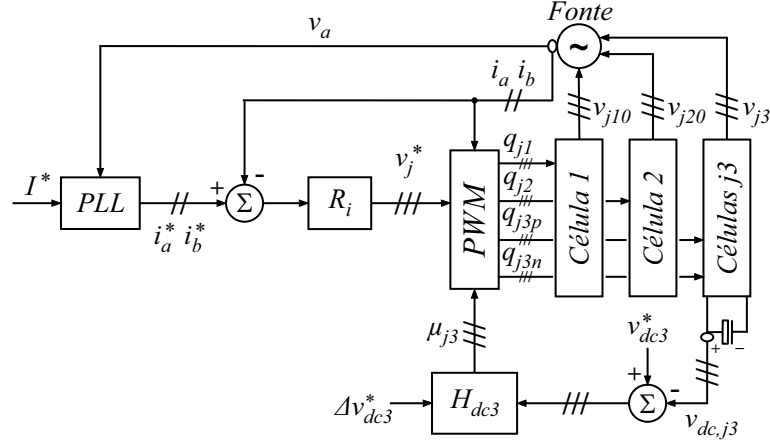
$$\begin{cases} q_{j1} = 0, & \text{se } i_j < 0 \\ q_{j2} = 0, & \text{se } i_j > 0. \end{cases} \quad (2.10)$$

2.3 Estratégia de Controle

O diagrama de blocos do sistema de controle para ambas as configurações propostas é mostrado na Figura 2.4 e é válido para ambas as técnicas PWM que serão abordadas (SV-PWM e LS-PWM). Pode ser observada a presença de duas malhas de controle. Uma delas é relativa ao controle das correntes i_j , que as sincroniza adequadamente com as tensões produzidas do lado CA dos retificadores, além de estabelecer a potência a ser fornecida para as cargas acopladas aos barramentos CC das células 1 e 2. A outra malha é responsável pela regulação das tensões CC nos capacitores flutuantes das pontes H.

A malha de controle de corrente é necessária porque, além de determinar a potência fornecida pelo retificador, garante o seu funcionamento correto pois sincroniza as correntes i_j com as tensões v_j . A amplitude de referência é fixada por I^* , que serve como entrada para o bloco *PLL*, junto com as tensões medidas v_j . O bloco *PLL* é um PLL de potência cujo modelo é mostrado em (SANTOS FILHO et al., 2008), e fornece as correntes de referência i_j^* sincronizadas com as tensões v_j . Então, os sinais de erro $i_a^* - i_a$ e $i_b^* - i_b$ são mandados como entrada para os controladores ressonantes R_{i12} , cujo modelo é descrito em (JACOBINA et al., 2001). Somente duas correntes (i_a e i_b) são diretamente controladas,

Figura 2.4 – Diagrama de blocos do sistema de controle.



uma vez que $i_c = -(i_a + i_b)$. O bloco R_i fornece as tensões de referência v_j^* como saídas, que são entradas para o bloco PWM que comanda o chaveamento do retificador de acordo como será descritos nas seções 2.4 e 2.5 que seguem, dependendo da técnica escolhida.

A malha de controle das tensões dos capacitores flutuantes é baseada numa estratégia de controle por histerese, escolhida por representar a solução mais simples. Então, fixando a banda de histerese Δv_{dc3}^* do erro de tensão, o controlador por histerese H_{dc3} recebe os sinais de erro $v_{dc3}^* - v_{dc,j3}$ e fornece as variáveis binárias μ_{j3} como saídas, de acordo com

$$\mu_{j3}(t) = \begin{cases} 0, & \text{se } (v_{dc3}^* - v_{dc,j3}) < -0,5\Delta v_{dc3}^* \\ 1, & \text{se } (v_{dc3}^* - v_{dc,j3}) > 0,5\Delta v_{dc3}^* \\ \mu_{j3}(t - T_\Delta), & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (2.11)$$

onde T_Δ é o período do PWM.

As variáveis binárias μ_{j3} basicamente indicam para o sistema PWM quais dentre as tensões $v_{dc,j3}$ precisam ser aumentadas ou diminuídas, de acordo com a lógica de histerese descrita em (2.11), i.e., se o erro de tensão $v_{dc3}^* - v_{dc,j3}$ for menor do que o limiar inferior $-0,5\Delta v_{dc3}^*$, então $v_{dc,j3}$ deve ser aumentada, tal que $\mu_{j3} = 1$. Por outro lado, se o erro for maior do que o limiar superior $0,5\Delta v_{dc3}^*$, então $v_{dc,j3}$ precisa ser diminuída e $\mu_{j3} = 0$.

No entanto, como será visto nas seções de PWM, os valores de μ_{j3} dados pelo controlador por histerese funcionam como termos dos fatores de ponderação que dizem ao PWM qual redundância selecionar, no caso do SV-PWM, ou qual referência de tensão de neutro escolher no LS-PWM. Isto significa que, por exemplo, se μ_{a3} sofre uma mudança de estado de 1 para 0 segundo a histerese, isto não quer dizer necessariamente que $v_{dc,a3}$ será diminuída no mesmo instante pela ação de controle, porque naquele momento outros fatores também serão ponderados para avaliar qual a ação melhor atende a todas as três fases conjuntamente, e não só a uma. Assim, segundo este exemplo, é provável que $v_{dc,a3}$ fuja da banda de histerese definida, mas ela certamente será trazida de volta rapidamente

considerando que o conversor esteja dentro de seus limites operacionais. Por esta perspectiva, percebe-se que o sistema PWM atua de forma integrada com o controlador, i.e., funciona como um tipo de "atuador inteligente", que trabalha em conjunto com o controle por histerese para garantir a regulação dos barramentos.

2.4 Técnica SV-PWM

2.4.1 Método de resolução

De modo geral, o primeiro passo na definição de qualquer PWM vetorial trifásico é o mapeamento de todos os estados de chaveamento da topologia aos vetores correspondentes. No caso específico das topologias abordadas neste trabalho, estes estados são definidos como palavras binárias Q_V , formadas pelo agrupamento dos estados binários das chaves, tal que

$$Q_V = (q_{a1}q_{b1}q_{c1} \ q_{a2}q_{b2}q_{c2} \ q_{a3p}q_{a3n} \ q_{b3p}q_{b3n} \ q_{c3p}q_{c3n}) = (Q_1 \ Q_2 \ Q_{a3} \ Q_{b3} \ Q_{c3}) \quad (2.12)$$

onde, são Q_1 , Q_2 e Q_{j3} são respectivamente os estados de chaveamento das células 1, 2 e $j3$ das topologias, tal que

$$Q_1 = (q_{a1}q_{b1}q_{c1}) \quad (2.13)$$

$$Q_2 = (q_{a2}q_{b2}q_{c2}) \quad (2.14)$$

$$Q_{j3} = (q_{j3p}q_{j3n}). \quad (2.15)$$

Por sua vez, os vetores (v_{dq}) são definidos como um conjunto de tensões dq (v_d e v_q), transformadas do espaço trifásico para o espaço vetorial dq por meio da transformação de Clarke em sua forma bidimensional (T_{dq}), tal que

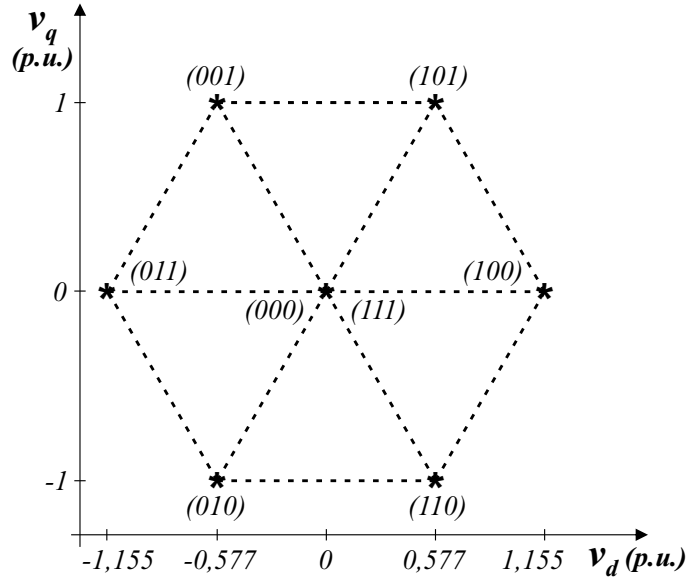
$$v_{dq} = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = T_{dq} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

onde a transformação de Clarke T_{dq} é feita omitindo a componente homopolar, tal que

$$T_{dq} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}. \quad (2.17)$$

Assim, o mapeamento dos estados Q_V aos vetores v_{dq} é feito atribuindo todos os estados possíveis a Q_V e calculando os valores correspondentes de v_{dq} . Este cálculo é feito

Figura 2.5 – Mapeamento dos estados de chaveamento ($q_a q_b q_c$) aos vetores ($v_d; v_q$) do conversor trifásico convencional de dois níveis.



por (2.16) a partir das tensões trifásicas v_j , que podem ser calculadas pelas equações de (2.2) a (2.7). Na rotina do SV-PWM, o mapeamento é feito apenas uma vez no início de sua execução, e deve ser armazenado numa tabela de pesquisa (LUT). Na Figura 2.5 é mostrado um exemplo de mapeamento para o conversor trifásico convencional de dois níveis, onde foi considerado $Q_V = (q_a q_b q_c)$.

Deste modo, o problema de resolução do SV-PWM se resume a encontrar os vetores v_{dq} que irão ser utilizados para sintetizar o vetor de referência v_{dq}^* , obtendo os estados de chaveamento de cada um deles a partir da LUT. Além disso, na rotina do SV-PWM devem ser determinados os tempos de aplicação e a sequência desses vetores, e caso haja mais de um estado Q_V capaz de sintetizar um ou mais dos vetores selecionados, estas redundâncias também devem ser resolvidas.

Como observado, a notação adotada para as variáveis de referência utiliza o acréscimo do sobrescrito * às variáveis a que elas se relacionam, padrão que se repetirá ao longo de todo o trabalho. Assim, a determinação de v_{dq}^* também é feita pela transformação das referências trifásicas v_j^* para o espaço dq , tal que

$$v_{dq}^* = \begin{bmatrix} v_d^* \\ v_q^* \end{bmatrix} = T_{dq} \begin{bmatrix} v_a^* \\ v_b^* \\ v_c^* \end{bmatrix}. \quad (2.18)$$

Para que as tensões v_j sejam geradas com o mínimo de distorção harmônica seguindo as referências v_j^* , os vetores utilizados devem ser os três mais próximos de v_{dq}^* , para minimizar a variação das tensões v_j em torno das referências. Estes vetores são denotados

por V_{dqA} , V_{dqB} e V_{dqC} , e definidos como segue

$$\begin{aligned} V_{dqA} &= \begin{bmatrix} V_{dA} \\ V_{qA} \end{bmatrix} & V_{dqB} &= \begin{bmatrix} V_{dB} \\ V_{qB} \end{bmatrix} \\ V_{dqC} &= \begin{bmatrix} V_{dC} \\ V_{qC} \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (2.19)$$

Por exemplo, para o espaço vetorial mostrado na Figura 2.5, que é dividido em regiões definidas por triângulos equiláteros, V_{dqA} , V_{dqB} e V_{dqC} devem estar sempre localizados nos vértices do triângulo que contém v_{dq}^* . Neste caso, o problema é trivial, e pode ser resolvido simplesmente correlacionando as regiões com o ângulo do vetor de referência, por exemplo. Já para espaços com um número muito grande de vetores, esta tarefa pode exigir rotinas complicadas e que demandam grande esforço computacional, podendo até ser proibitivo. No entanto, se o espaço tiver uma forma específica, a tarefa de busca pode ser simplificada. Por exemplo, considere um espaço vetorial hipotético em que todos os vetores só assumem valores inteiros de v_d e v_q . Neste caso, dado v_{dq}^* , encontrar V_{dqA} , V_{dqB} e V_{dqC} torna-se trivial, não importando o tamanho deste espaço. Isto porque as coordenadas dos 4 vetores mais próximos serão dadas simplesmente pelo arredondamento inferior e superior de v_d^* e v_q^* , i.e., $v_d = \lfloor v_d^* \rfloor$ ou $\lceil v_d^* \rceil$ e $v_q = \lfloor v_q^* \rfloor$ ou $\lceil v_q^* \rceil$. Obtidos estes vetores, basta eliminar o mais distante para se obter os 3 mais próximos.

Embora este não seja o caso dos diagramas vetoriais das configurações propostas, eles fazem parte de uma família sobre a qual é possível realizar uma transformação linear para que essa forma seja adquirida. Esta família inclui diagramas cuja constelação de vetores é semelhante àquelas mostradas na Figura 2.6, i.e., cujos vetores formam camadas hexagonais equidistantes e que definem entre si regiões mínimas no formato de triângulos equiláteros isométricos. Assim, dado este formato, a transformação leva os vetores e a referência do espaço dq ao espaço transformado xy , tal qual exemplificado na Figura 2.7 para o diagrama dq genérico do conversor de dois níveis. Observe que, pela transformação, a tarefa de encontrar V_{dqA} , V_{dqB} e V_{dqC} no espaço dq é convertida em encontrar os respectivos vetores transformados V_{xyA} , V_{xyB} e V_{xyC} , onde V_{xyC} deve ser escolhido entre V_{xyC1} e V_{xyC2} . A matriz de transformação T_{xy} que realiza esta operação é dada por

$$T_{xy} = \kappa \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \kappa = \frac{N_{lay}}{\sqrt{3}v_{r,max}^*}. \quad (2.20)$$

onde κ é um fator de normalização e N_{lay} é o número de camadas hexagonais do diagrama vetorial dq , que pode ser previamente determinado por observação. Estas camadas são concêntricas em relação ao vetor nulo ($v_d = v_q = 0$), e são contadas como mostrado no exemplo da Figura 2.6 para diagramas genéricos de duas, três e quatro camadas. Já a tensão $v_{r,max}$ é a tensão de polo resultante máxima gerada para v_{rj} no lado CA do

Figura 2.6 – Exemplos de diagramas vetoriais com camadas hexagonais.

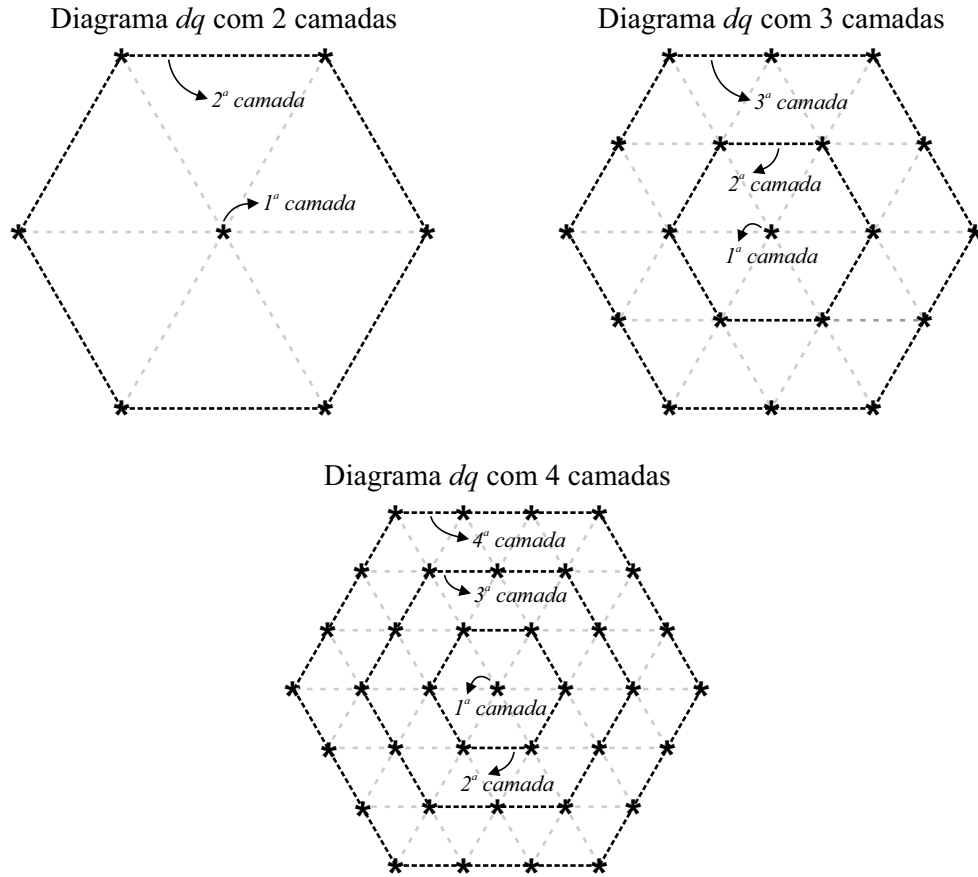
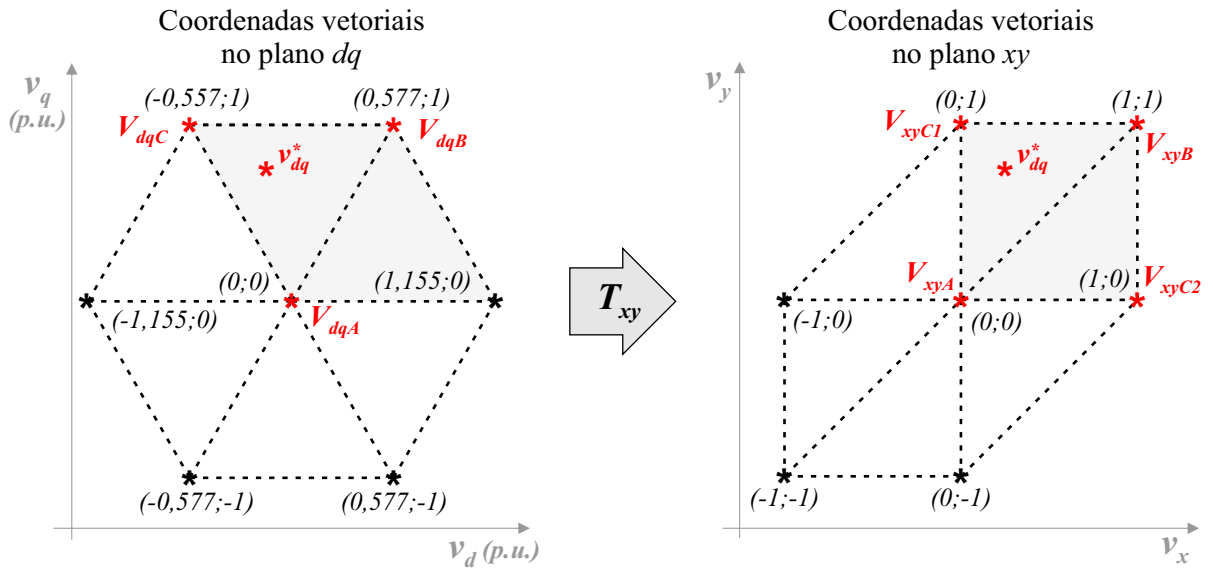


Figura 2.7 – Transformação do espaço dq para o xy sobre o diagrama de duas camadas.



retificador, e $v_{r,max}^*$ é a sua referência, ambas dadas por

$$v_{r,max} = \frac{v_{dc1} + v_{dc2}}{2} + v_{dc3} \quad v_{r,max}^* = \frac{v_{dc1}^* + v_{dc2}^*}{2} + v_{dc3}^* \quad (2.21)$$

onde a tensão v_{dc3} é a tensão média dos barramentos CC flutuantes das células $j3$, e v_{dc3}^*

é a referência delas, ambas dadas por

$$v_{dc3} = \frac{v_{dc,a3} + v_{dc,b3} + v_{dc,c3}}{3} \quad v_{dc3}^* = v_{dc,a3}^* = v_{dc,b3}^* = v_{dc,c3}^*. \quad (2.22)$$

Assim, se a transformação T_{xy} for aplicada aos vetores v_{dq} e à referência v_{dq}^* , os vetores v_{xy} e a referência v_{xy}^* são gerados de acordo com

$$v_{xy} = \begin{bmatrix} v_x \\ v_y \end{bmatrix} = T_{xy} v_{dq} \quad v_{xy}^* = \begin{bmatrix} v_x^* \\ v_y^* \end{bmatrix} = T_{xy} v_{dq}^*. \quad (2.23)$$

O princípio básico de funcionamento da transformação xy é ilustrado pela Figura 2.8. Independentemente do número de camadas do diagrama dq , ele pode ser subdividido em regiões formadas por triângulos equiláteros conjugados. Então, ao aplicar a transformação, essas regiões sofrem um “cisalhamento”, sendo convertidas em quadrados. Além disso, a normalização feita pelo fator κ garante que os vértices deste quadrado (os vetores) estejam em coordenadas inteiras. Denotando por V_{xyA} , V_{xyB} , V_{xyC1} e V_{xyC2} os quatro vetores mais próximos da referência v_{xy}^* no plano xy , é possível obter seus respectivos valores de v_x e v_y arredondando para cima e para baixo as coordenadas da referência v_{xy}^* , de acordo com

$$V_{xyA} = \begin{bmatrix} V_{xA} \\ V_{yA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lfloor v_x^* \rfloor \\ \lfloor v_y^* \rfloor \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

$$V_{xyB} = \begin{bmatrix} V_{xB} \\ V_{yB} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lceil v_x^* \rceil \\ \lceil v_y^* \rceil \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

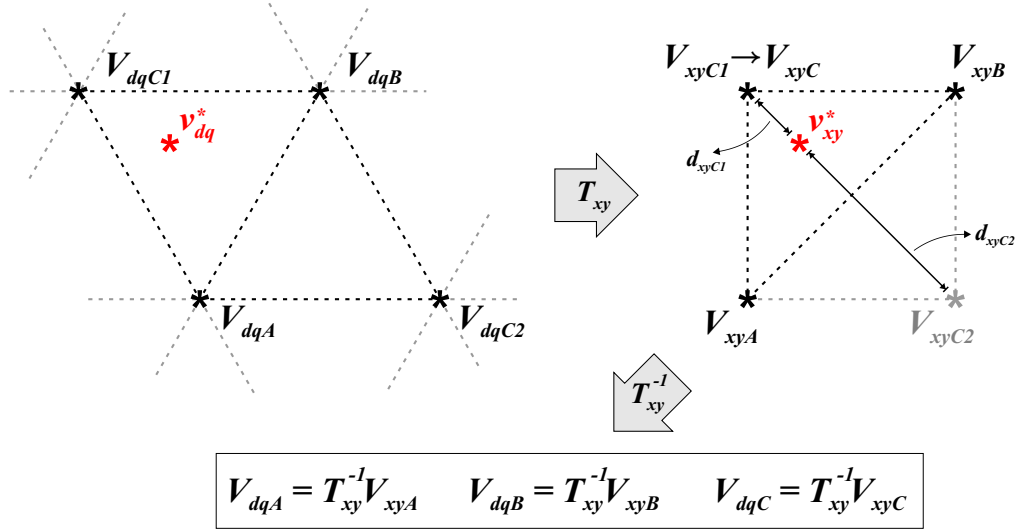
$$V_{xyC1} = \begin{bmatrix} V_{xC1} \\ V_{yC1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lfloor v_x^* \rfloor \\ \lceil v_y^* \rceil \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

$$V_{xyC2} = \begin{bmatrix} V_{xC2} \\ V_{yC2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lceil v_x^* \rceil \\ \lfloor v_y^* \rfloor \end{bmatrix}. \quad (2.27)$$

O espaço de busca é então imediatamente reduzido a estes quatro vetores. Dentre eles, os vetores V_{xyA} e V_{xyB} são sempre escolhidos, porque eles limitam ambos os setores do quadrado que correspondem aos triângulos equiláteros conjugados no plano dq . Assim, o terceiro vetor, denotado por V_{xyC} , deve ser escolhido entre os vetores V_{xyC1} e V_{xyC2} . Então, denotando as distâncias dos vetores V_{xyC1} e V_{xyC2} com relação a v_{xy}^* por d_{xyC1} e d_{xyC2} , respectivamente, V_{xyC} , d_{xyC1} e d_{xyC2} são dados por

$$V_{xyC} = \begin{cases} V_{xyC1}, & \text{se } d_{xyC1} \leq d_{xyC2} \\ V_{xyC2}, & \text{se } d_{xyC1} > d_{xyC2} \end{cases} \quad (2.28)$$

$$d_{xyC1} = \sqrt{(V_{xC1} - v_x^*)^2 + (V_{yC1} - v_y^*)^2} \quad (2.29)$$

Figura 2.8 – Célula básica da transformação xy para obtenção dos vetores dq .


$$d_{xyC2} = \sqrt{(V_{xC2} - v_x^*)^2 + (V_{yC2} - v_y^*)^2}. \quad (2.30)$$

Uma vez que os vetores V_{xyA} , V_{xyB} e V_{xyC} são determinados, seus correspondentes no plano dq , são obtidos pela transformação inversa

$$V_{dqA} = T_{xy}^{-1} V_{xyA} \quad V_{dqB} = T_{xy}^{-1} V_{xyB} \quad (2.31)$$

$$V_{dqC} = T_{xy}^{-1} V_{xyC}.$$

O SV-PWM deve garantir que o valor médio de v_{dq} seja igual à referência v_{dq}^* durante o período de chaveamento T_Δ . Consequentemente é garantido que o valor médio de v_j seja igual ao de v_j^* . Para isto, o tempo de aplicação de cada vetor deve ser determinado. Denotando por T_{VA} , T_{VB} e T_{VC} os tempos de aplicação de V_{dqA} , V_{dqB} e V_{dqC} respectivamente, tal que $T_{VA} + T_{VB} + T_{VC} = T_\Delta$, estes tempos são dados por

$$\begin{bmatrix} T_{VA} \\ T_{VB} \end{bmatrix} = T_\Delta \begin{bmatrix} V_{dA} - V_{dC} & V_{dB} - V_{dC} \\ V_{qA} - V_{qC} & V_{qB} - V_{qC} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} v_d^* - V_{dC} \\ v_q^* - V_{qC} \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

$$T_{VC} = T_\Delta - (T_{VA} + T_{VB}). \quad (2.33)$$

Os vetores V_{dqA} , V_{dqB} e V_{dqC} podem ter várias redundâncias, que são estados de chaveamento Q_V diferentes que geram os mesmo vetores no plano dq , possivelmente com valores diferentes de componente homopolar v_o . Assim, o próximo passo do SV-PWM é resolver estas redundâncias para definir os Q_V que irão gerar V_{dqA} , V_{dqB} e V_{dqC} , chamados respectivamente de Q_{VA} , Q_{VB} e Q_{VC} . No caso específico das topologias trabalhadas aqui, a seleção de redundância deve primariamente garantir o funcionamento adequado dos conversores que possuem diodos como chaves não-controladas. Depois, a regulação

simultânea de todos os três capacitores flutuantes das pontes H também deve ser garantida pela seleção de redundância dentro dos limites operacionais do conversor. A técnica de seleção de estado redundante (RSS) que atende a estes objetivos será mostrada mais adiante, sendo um aspecto fundamental do SV-PWM que integra o sistema de controle, discutido na próxima seção.

2.4.2 Definição das relações de tensão CC

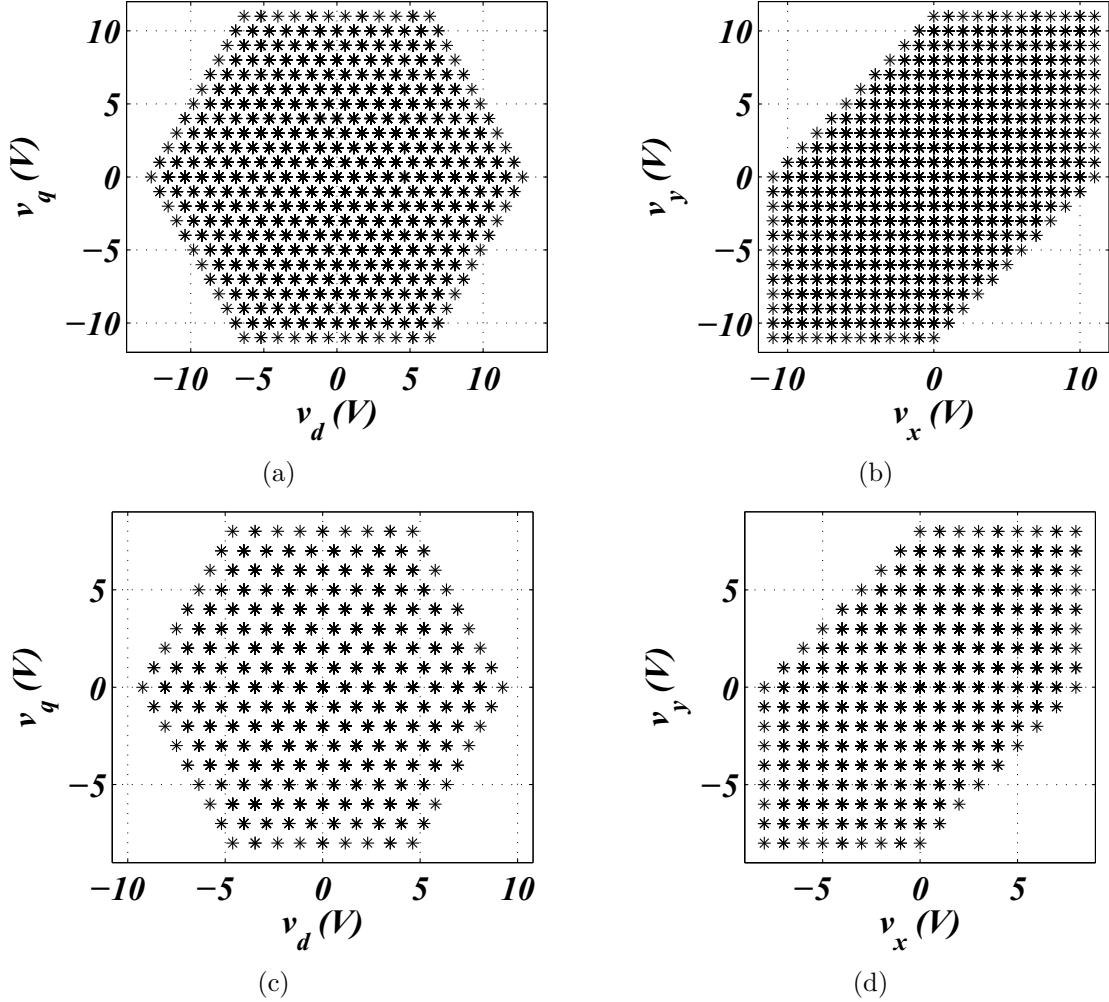
As relações de tensão CC entre as células das configurações propostas interferem diretamente na forma que os diagramas vetoriais assumem. Assim, as relações devem ser projetadas para que as constelações de vetores assumam a forma descrita anteriormente, e a transformação para o espaço xy possa ser feita com os resultados esperados. Isto irá ocorrer sempre que os níveis de tensão produzidos em cada tensão v_{rj} forem equidistantes e iguais de uma fase para outra. Por este motivo, as tensões das pontes H devem ser reguladas para que $v_{dc,a3} = v_{dc,b3} = v_{dc,c3}$. Além disso, quanto maior for o número de camadas N_{lay} no plano dq , melhor será a forma de onda das tensões v_d e v_q pois elas terão mais níveis, melhorando consequentemente as tensões v_j . Isto porque o aumento de N_{lay} é um reflexo direto do aumento no número de níveis N_{lvl} das tensões v_{rj} . De fato, $N_{lay} = N_{lvl}$, e para maximizar N_{lvl} de modo que os níveis (e camadas) sejam igualmente espaçados, a assimetria entre as células 1, 2 e $j3$ deve ser explorada por meio de suas tensões CC.

A regra geral é que quanto maior a assimetria, maior o número de níveis e camadas geradas, desde que os níveis sejam mantidos equidistantes. Para a configuração 1, a relação de tensão $(v_{dc1}^* : v_{dc2}^* : v_{dc3}^*) = (6 : 3 : 1)$ gera o máximo número de camadas com níveis igualmente espaçados, tal que $N_{lay} = 12$. Já para a configuração 2, esta relação é $(v_{dc1}^* : v_{dc2}^* : v_{dc3}^*) = (3 : 3 : 1)$, fornecendo $N_{lay} = 9$. Os diagramas vetoriais dq para ambos os casos são mostrados na Figura 2.9, assim como o diagrama vetorial transformado xy .

A determinação dessas relações de tensão é empírica e faz parte do projeto tanto do PWM como das topologias. Assim, ela deve levar em consideração também as limitações de cada uma. Por exemplo, para a configuração 1, se for definido $(v_{dc1}^* : v_{dc2}^* : v_{dc3}^*) = (1 : 1 : 1)$, de modo que as tensões de polo v_{j10} , v_{j20} , v_{j3p0} e v_{j3n0} tenham a mesma amplitude, pode-se verificar, por meio do cálculo de v_{rj} em função da atribuição de todos os estados de chaveamento $(q_{j1}q_{j2}q_{j3p}q_{j3n})$ possíveis, que 5 níveis diferentes de tensão são gerados, de modo que $N_{lay} = N_{lvl} = 5$. Como um outro exemplo, se for definido $(v_{dc1}^* : v_{dc2}^* : v_{dc3}^*) = (2 : 2 : 1)$, tem-se que $N_{lay} = N_{lvl} = 7$. Então, por meio do aumento da assimetria entre as células, é possível alcançar o número máximo de níveis com $(v_{dc1}^* : v_{dc2}^* : v_{dc3}^*) = (6 : 3 : 1)$.

Isto é adequado para a configuração 1, mas para a configuração 2 há uma limitação devido ao arranjo de diodos nas células 1 e 2, que limita a assimetria entre eles. Dessa

Figura 2.9 – Diagramas vetoriais nos planos dq e xy para as configurações 1 e 2. (a) Diagrama vetorial dq original para a configuração 1, com $(v_{dc1}^* : v_{dc2}^* : v_{dc3}^*) = (6 : 3 : 1)$. (b) Diagrama vetorial xy transformado para a configuração 1. (c) Diagrama vetorial dq original para a configuração 2, com $(v_{dc1}^* : v_{dc2}^* : v_{dc3}^*) = (3 : 3 : 1)$. (d) Diagrama vetorial xy transformado para a configuração 2.



forma, pôde ser verificado que esta configuração só opera de modo satisfatório com $v_{dc1}^* = v_{dc2}^*$, de modo que a relação $(v_{dc1}^* : v_{dc2}^* : v_{dc3}^*) = (3 : 3 : 1)$ forneceu a maior quantidade de níveis.

2.4.3 Técnica de seleção de redundância

O mecanismo proposto para seleção de redundância começa pela da definição de um estado de chaveamento ideal, denotado pela palavra binária Q_V^* , tal que

$$Q_V^* = (Q_1^* \ Q_2^* \ Q_{a3}^* \ Q_{b3}^* \ Q_{c3}^*) \quad (2.34)$$

onde Q_1^* , Q_2^* e Q_{j3}^* são as palavras binárias que representam os estados ideais de cada célula do conversor, tal que

$$Q_1^* = (q_{a1}^* q_{b1}^* q_{c1}^*) \quad (2.35)$$

$$Q_2^* = (q_{a2}^* q_{b2}^* q_{c2}^*) \quad (2.36)$$

$$Q_{j3}^* = (q_{j3p}^* q_{j3n}^*). \quad (2.37)$$

Nesta representação, o estado ideal referente à variável binária q é também uma variável binária denotada por q^* , de modo semelhante às variáveis de referência. Assim, em dado instante da execução do SV-PWM, o estado Q_V^* é definido como aquele que, idealmente, gera o estado topológico correspondente aos estados de condução dos diodos em cada configuração, ao mesmo tempo em que garante a regulação dos barramentos CC flutuantes das pontes H. Observe que a definição de Q_V^* independe da referência q_{dq}^* , levando em consideração apenas dois critérios. O primeiro é que os estados q_{j1}^* e q_{j2}^* tenham valores compatíveis com os estados de condução dos diodos, i.e., q_{j1}^* e q_{j2}^* devem ter valores compatíveis com o sinal das correntes medidas. Assim, para a configuração 1, q_{j1}^* é dado por

$$q_{j1}^* = \begin{cases} 0, & \text{se } i_j < 0 \\ 1, & \text{se } i_j > 0 \end{cases} \quad (2.38)$$

e para a configuração 2, q_{j1}^* e q_{j2}^* são dados por

$$\begin{cases} q_{j1}^* = 0, & \text{se } i_j < 0 \\ q_{j2}^* = 0, & \text{se } i_j > 0. \end{cases} \quad (2.39)$$

Deste modo, as redundâncias dos vetores V_{dqA} , V_{dqB} e V_{dqC} que têm estados q_{j1} e q_{j2} respectivamente diferentes de q_{j1}^* e q_{j2}^* devem ser descartadas porque comprometeriam o funcionamento adequado do retificador. Por exemplo, para $i_a > 0$ na configuração 1, deve-se ter necessariamente que $q_{a1} = 1$, porque na verdade este estado é imposto pela ponte a diodos na célula 1 ($q_{a1} = 1$). Neste caso, se a redundância em avaliação tiver $q_{a1} = 0$, ela deve ser descartada por não oferecer uma solução possível para o SV-PWM.

O segundo critério se refere aos requisitos de carregamento e descarregamento para regular a tensão CC dos capacitores das células $j3$. As três variáveis auxiliares binárias μ_{j3} , dadas pelo sistema de controle, são então usadas para definir os estados q_{j3p}^* e q_{j3n}^* . A lógica é que, se $\mu_{j3} = 1$, significa que a tensão $v_{dc,j3}$ precisa ser aumentada. Por outro lado, se $\mu_{j3} = 0$, então $v_{dc,j3}$ precisa ser diminuída. Assim, com base no valor de μ_{j3} , os estados ideais q_{j3p}^* e q_{j3n}^* devem ser os que oferecem a melhor combinação possível para atender aos requisitos de carga e descarga nas três fases.

Por exemplo, se $\mu_{a3} = 1$, é necessário carregar o capacitor da célula $a3$ para aumentar a tensão $v_{dc,a3}$, de modo que os estados ideais q_{a3p} e q_{a3n} devem ser $Q_{a3} = (10)$ se $i_a \geq 0$, ou $Q_{a3} = (01)$ se $i_a < 0$, porque estes estados fornecem um caminho para

a corrente i_a entrar no terminal positivo do capacitor, carregando-o. Por outro lado, se $i_a < 0$, deve-se ter que $Q_{a3}^* = (01)$. Assim, q_{j3p}^* e q_{j3n}^* são dados em função de μ_{j3} e de i_j de acordo com as expressões lógicas

$$q_{j3p}^* = \mu_{j3}(i_j \geq 0) + (1 - \mu_{j3})(i_j < 0) \quad (2.40)$$

$$q_{j3n}^* = \mu_{j3}(i_j < 0) + (1 - \mu_{j3})(i_j \geq 0). \quad (2.41)$$

Para atender aos dois requisitos supracitados, uma função de desempenho ξ_{RS} é criada para fazer a avaliação de cada estado redundante, permitindo selecionar os estados Q_{VA} , Q_{VB} e Q_{VC} , que são os Q_V com maiores ξ_{RS} capazes de realizar V_{dqA} , V_{dqB} e V_{dqC} , respectivamente. Assim, a definição de ξ_{RS} deve permitir tanto a eliminação das soluções infactíveis segundo o primeiro critério, como o emprego das redundâncias mais efetivas para regular as três tensões $v_{dc,j3}$ simultaneamente, de acordo com o segundo critério.

A exclusão das redundâncias conflitantes é feita pela atribuição a ξ_{RS} de um valor garantidamente mais baixo do que o das outras, de forma que elas nunca sejam escolhidas pelo algoritmo de PWM. Deste modo tem-se para a configuração 1 que

$$\begin{cases} \text{Se } q_{j1} \neq q_{j1}^*: \\ \xi_{RS} = -2(|i_a| + |i_b| + |i_c|) \end{cases} \quad (2.42)$$

e para a configuração 2

$$\begin{cases} \text{Se } (i_j < 0) \text{ e } (q_{j1} \neq q_{j1}^*) \\ \text{ou} \\ \text{se } (i_j \geq 0) \text{ e } (q_{j2} \neq q_{j2}^*): \\ \xi_{RS} = -2(|i_a| + |i_b| + |i_c|). \end{cases} \quad (2.43)$$

A razão da escolha do valor de ξ_{RS} nesta primeira etapa ficará clara em breve. Para as redundâncias que passarem por essa primeira filtragem, ξ_{RS} deve dado por

$$\xi_{RS} = \sum_{j=a}^c [(2q_{j3p} - 1)(2q_{j3p}^* - 1) + (2q_{j3n} - 1)(2q_{j3n}^* - 1)] \frac{|i_j|}{2}. \quad (2.44)$$

O cálculo de ξ_{RS} de acordo com (2.44) é ponderado principalmente em função do valor absoluto das correntes i_j , de modo que é priorizada a velocidade na regulação das tensões $v_{dc,j3}$, i.e., quanto maior for $|i_j|$, mais rápido vai ser o aumento ou a diminuição de $v_{dc,j3}$, de acordo com (2.8). Deste modo, no geral o sistema de controle prioriza regular as tensões $v_{dc,j3}$ que podem simultaneamente ser controladas de forma mais rápida em um dado tempo. Se for possível regular todas simultaneamente, isto será feito. Caso

contrário, os barramentos das fases que tiverem valores de $|i_j|$ baixo só serão regulados quando este valor aumentar e eles puderem ser rapidamente levados às proximidades do valor de referência.

O segundo termo de ponderação de ξ_{RS} é

$$(2q_{j3p} - 1)(2q_{j3p}^* - 1) + (2q_{j3n} - 1)(2q_{j3n}^* - 1).$$

Neste termo, $(2q_{j3p} - 1)(2q_{j3p}^* - 1) = 1$ se $q_{j3p} = q_{j3p}^*$, ou então será igual a -1 se $q_{j3p} \neq q_{j3p}^*$. O mesmo é válido para $(2q_{j3n} - 1)(2q_{j3n}^* - 1)$. Deste modo, o termo inteiro é igual a 2 se ambos os estados q_{j3p} e q_{j3n} forem iguais aos seus valores ideais correspondentes, ou igual a -2 se forem diferentes, ou a 0 se um deles for igual e o outro não. A ideia é contabilizar $|i_j|$ de forma positiva em ξ_{RS} se os estados $(q_{j3p}q_{j3n})$ forem iguais aos ideais, ou negativamente se ambos q_{j3p} e q_{j3n} forem diferentes. Se apenas um dos estados for igual ao ideal, então a contribuição de $|i_j|$ para o termo de ξ_{RS} correspondente à fase k é 0 (não há carga nem descarga do capacitor). Assim, tem-se que $-(|i_a| + |i_b| + |i_c|) \leq \xi_{RS} \leq |i_a| + |i_b| + |i_c|$, o que justifica a escolha de ξ_{RS} em (2.42) e (2.43).

Para ilustrar melhor a técnica de seleção de redundância, considere o seguinte exemplo para a configuração 1, no qual tem-se que:

- Na fase 1: $i_a = 1,5$ A e $\mu_{a3} = 1$;
- Na fase 2: $i_b = 1,5$ A e $\mu_{b3} = 0$;
- Na fase 3: $i_c = -3,0$ A e $\mu_{c3} = 1$.

Deseja-se encontrar a melhor redundância para sintetizar o vetor V_{dqA} , sabendo que ele possui três redundâncias V_{dqA}^{R1} , V_{dqA}^{R2} e V_{dqA}^{R3} , tais que

$$\text{para } V_{dqA}^{R1}: Q_1 = (101) \text{ e } (Q_{a3}^* \ Q_{b3}^* \ Q_{c3}^*) = (10 \ 01 \ 01),$$

$$\text{para } V_{dqA}^{R2}: Q_1 = (110) \text{ e } (Q_{a3}^* \ Q_{b3}^* \ Q_{c3}^*) = (11 \ 10 \ 01),$$

$$\text{e para } V_{dqA}^{R3}: Q_1 = (110) \text{ e } (Q_{a3}^* \ Q_{b3}^* \ Q_{c3}^*) = (10 \ 01 \ 00).$$

De acordo com (2.38), (2.40) e (2.41), os estados ideais são:

$$Q_1^* = (110)$$

$$(Q_{a3}^* \ Q_{b3}^* \ Q_{c3}^*) = (10 \ 01 \ 01).$$

Então, segundo (2.42), para V_{dqA}^{R1} tem-se que $\xi_{RS} = -12$, uma vez que $Q_1 \neq Q_1^*$. Por outro lado, os valores de ξ_{RS} para os vetores V_{dqA}^{R2} e V_{dqA}^{R3} são calculados por (2.44), já

que $Q_1 = Q_1^*$. Deste modo, tem-se que

$$\text{para } V_{dqA}^{R1}: \xi_{RS} = -2(1,5 + 1,5 + 3) = -12;$$

$$\text{para } V_{dqA}^{R2}: \xi_{RS} = 0 - 1,5 + 3 = 1,5;$$

$$\text{e para } V_{dqA}^{R3}: \xi_{RS} = 1,5 + 1,5 + 0 = 3;$$

de modo que a redundância V_{dqA}^{R3} , com estado de chaveamento Q_{VA} , é escolhida para produzir V_{dqA} . O mesmo processo é repetido para os vetores V_{dqB} e V_{dqC} e suas respectivas redundâncias, obtendo-se assim os estados Q_{VB} e Q_{VC} correspondentes que irão permitir sintetizar a referência v_{dq}^* durante o período de PWM T_Δ .

2.4.4 Técnica de minimização de chaveamento

Uma vez que os três vetores V_{dqA} , V_{dqB} e V_{dqC} são encontrados, seus respectivos tempos de aplicação T_{VA} , T_{VB} e T_{VC} calculados, e seus estados de chaveamento Q_{VA} , Q_{VB} e Q_{VC} selecionados, a sequência em que eles serão aplicados deve ser determinada. O critério é a minimização do número de mudanças de estados na transição de um vetor para o outro. Para conseguir isto, dois problemas devem ser resolvidos.

O primeiro deles consiste em, definidos V_I , V_{II} e V_{III} como o primeiro, segundo e terceiro vetores a serem aplicados dentre V_{dqA} , V_{dqB} e V_{dqC} , determinar V_{II} . Isto porque, uma vez que V_{II} for devidamente determinado, a minimização do chaveamento é garantido durante um ciclo de PWM definido pelo período T_Δ , uma vez que a sequência $V_I \rightarrow V_{II} \rightarrow V_{III}$ e $V_{III} \rightarrow V_{II} \rightarrow V_I$ gera o mesmo número total de mudanças de estado durante um ciclo.

O segundo problema é determinar V_I uma vez que V_{II} é conhecido. Isto porque V_I deve ser definido tal que o número de mudanças de estados do final de um ciclo T_Δ para o início do próximo ciclo seja minimizada. Por exemplo, assumindo que o mesmo conjunto de vetores V_{dqA} , V_{dqB} e V_{dqC} seja mantido durante dois ciclos, e que no primeiro ciclo teve-se $V_I = V_{dqA}$, $V_{II} = V_{dqB}$ e $V_{III} = V_{dqC}$, então no segundo ciclo deve-se ter que $V_I = V_{dqC}$, porque o V_I do último ciclo coincide com o V_{III} do primeiro, de modo que na transição a mudança de estados seja mínima (zero neste caso).

Então, considerando que Q_{VA} , Q_{VB} e Q_{VC} são definidos num padrão igual ao mostrado em (2.12), as variáveis $n_{\Delta A}$, $n_{\Delta B}$ e $n_{\Delta C}$ são números inteiros positivos que representam o total de mudanças de estados de um dos vetores V_{dqA} , V_{dqB} e V_{dqC} aos demais, e.g., $n_{\Delta A}$ é o número de mudanças de estado na transição de Q_{VA} para Q_{VB} mais o número de mudanças de Q_{VA} para Q_{VC} . Assim, tem-se

$$n_{\Delta A} = \text{sum}\{Q_{VA} \oplus Q_{VB}\} + \text{sum}\{Q_{VA} \oplus Q_{VC}\} \quad (2.45)$$

$$n_{\Delta B} = \text{sum}\{Q_{VB} \oplus Q_{VA}\} + \text{sum}\{Q_{VB} \oplus Q_{VC}\} \quad (2.46)$$

$$n_{\Delta C} = \text{sum}\{Q_{VC} \oplus Q_{VA}\} + \text{sum}\{Q_{VC} \oplus Q_{VB}\} \quad (2.47)$$

onde o operando \oplus é o operador lógico *xor* bit-a-bit, e a função $\text{sum}\{\cdot\}$ retorna a soma algébrica dos bits da palavra argumento.

Assim, V_{II} pode ser encontrado por

$$V_{II} = \begin{cases} V_{dqA} , & \text{se } n_{\Delta A} \leq n_{\Delta B} \text{ e } n_{\Delta A} < n_{\Delta C} \\ V_{dqB} , & \text{se } n_{\Delta B} < n_{\Delta A} \text{ e } n_{\Delta B} \leq n_{\Delta C} \\ V_{dqC} , & \text{se } n_{\Delta C} \leq n_{\Delta A} \text{ e } n_{\Delta C} < n_{\Delta B}. \end{cases} \quad (2.48)$$

Por exemplo, considere que

$$Q_{VA} = (110\ 001\ 10\ 00\ 00),$$

$$Q_{VB} = (110\ 011\ 10\ 01\ 00),$$

$$Q_{VC} = (110\ 111\ 11\ 01\ 01).$$

Então,

$$\begin{aligned} \text{sum}\{Q_{VA} \oplus Q_{VB}\} &= \text{sum}\{Q_{VB} \oplus Q_{VA}\} = \\ & \text{sum}\{(000\ 010\ 00\ 01\ 00)\} = 2 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{sum}\{Q_{VB} \oplus Q_{VC}\} &= \text{sum}\{Q_{VC} \oplus Q_{VB}\} = \\ & \text{sum}\{(000\ 100\ 01\ 00\ 01)\} = 3 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{sum}\{Q_{VC} \oplus Q_{VA}\} &= \text{sum}\{Q_{VA} \oplus Q_{VC}\} = \\ & \text{sum}\{(000\ 110\ 01\ 01\ 01)\} = 5 \end{aligned}$$

de modo que, de acordo com as relações de (2.45) a (2.47):

$$n_{\Delta A} = 2 + 5 = 7$$

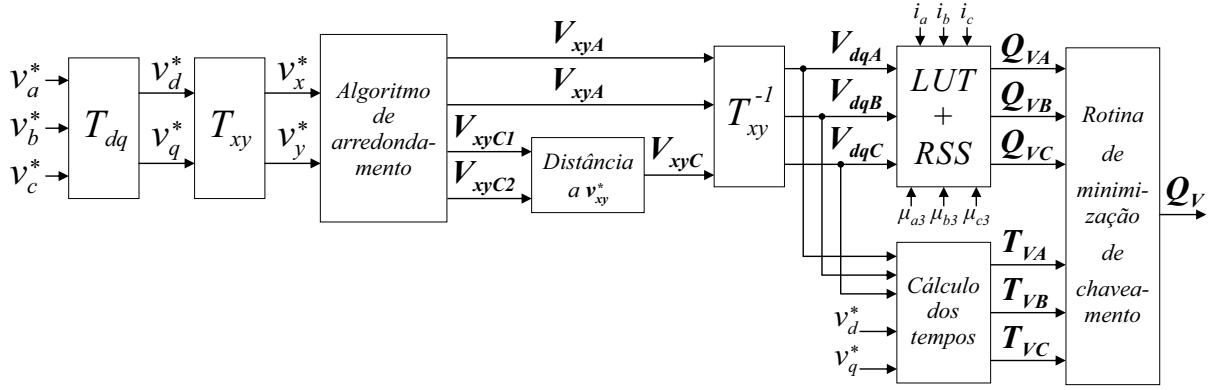
$$n_{\Delta B} = 2 + 3 = 5$$

$$n_{\Delta C} = 5 + 3 = 8.$$

Desta forma, por (2.48) tem-se que $V_{II} = V_{dqB}$.

A determinação do vetor V_I é feita definindo outras três variáveis $n_{\Delta III}^A$, $n_{\Delta III}^B$ e $n_{\Delta III}^C$, também inteiras positivas e que representam o número de mudanças de estados

Figura 2.10 – Fluxograma de resolução do SV-PWM.



do vetor V_{III} do ciclo T_{Δ} anterior, com estado de chaveamento trifásico correspondente referido por Q_{III} , aos vetores V_{dqA} , V_{dqB} e V_{dqC} do ciclo atual. Assim, elas são dadas por

$$n_{\Delta III}^A = \text{sum}\{Q_{III} \oplus Q_{VA}\} \quad (2.49)$$

$$n_{\Delta III}^B = \text{sum}\{Q_{III} \oplus Q_{VB}\} \quad (2.50)$$

$$n_{\Delta III}^C = \text{sum}\{Q_{III} \oplus Q_{VC}\}. \quad (2.51)$$

Então, dependendo de qual vetor for atribuído a V_{II} , V_I pode ser determinado como segue:

- Se $V_{II} = V_{dqA}$:

$$V_I = \begin{cases} V_{dqB} , & \text{se } n_{\Delta III}^B \leq n_{\Delta III}^C \\ V_{dqC} , & \text{caso contrário.} \end{cases} \quad (2.52)$$

- Se $V_{II} = V_{dqB}$:

$$V_I = \begin{cases} V_{dqA} , & \text{se } n_{\Delta III}^A \leq n_{\Delta III}^C \\ V_{dqC} , & \text{caso contrário.} \end{cases} \quad (2.53)$$

- Se $V_{II} = V_{dqC}$:

$$V_I = \begin{cases} V_{dqA} , & \text{se } n_{\Delta III}^A \leq n_{\Delta III}^B \\ V_{dqB} , & \text{caso contrário.} \end{cases} \quad (2.54)$$

Uma vez que V_I e V_{II} são determinados, para V_{III} é atribuído o vetor restante entre V_{dqA} , V_{dqB} e V_{dqC} , de modo que a sequência de chaveamento final é $V_I \rightarrow V_{II} \rightarrow V_{III}$. Esta etapa finaliza o método proposto de resolução do SV-PWM, que pode ser resumido no fluxograma apresentado na Figura 2.10.

É importante destacar que o método de resolução proposto, bem como as técnicas de seleção de redundância e de minimização de chaveamento, são aplicáveis a outras topologias além das abordadas neste trabalho, contanto que tenham um diagrama de espaço vetorial pertencente à família descrita aqui, i.e., diagramas que possuem camadas hexagonais e regiões internas mínimas delimitadas por três vetores que são vértices de triângulos equiláteros isométricos, tal qual exemplificado na Figura 2.6.

2.5 Técnica LS-PWM

O PWM com portadoras deslocadas em nível, ou LS-PWM, é a técnica padrão de todas as topologias abordadas neste trabalho a partir de próximo capítulo, de modo que muitos dos conceitos e descrições estabelecidos aqui serão reaproveitados com as devidas adaptações. No que concerne a este capítulo, o LS-PWM representa uma alternativa de desempenho equivalente ao SV-PWM, que precisou ser desenvolvida para tornar mais prática a implementação do PWM em laboratório com os recursos disponíveis.

Assim, de forma semelhante ao SV-PWM, o LS-PWM gera os estados de chaveamento recebendo as referências v_j^* como entrada. No entanto, o método de resolução LS-PWM é baseado numa abordagem por fase, ao contrário do SV-PWM que é resolvido para as três fases simultaneamente. Além disso, no LS-PWM trifásico também deve ser considerada a referência v_n^* da tensão de neutro na solução. Isto significa que, enquanto no SV-PWM apresentado não há preocupação em resolver o chaveamento para a componente homopolar v_o , no LS-PWM a referência da tensão de modo comum v_n^* precisa ser calculada e o padrão de chaveamento determinado para produzir uma tensão v_n correspondente. De fato, dadas v_j^* , a referência v_n^* é um grau de liberdade que pode ser explorado com diferentes objetivos.

Considerando isto, uma das preocupações do método de resolução LS-PWM descrito aqui é utilizar v_n^* para oferecer uma ação de controle que permita regular as tensões $v_{dc,j3}$, de modo correspondente ao SV-PWM. Assim, para o mesmo conjunto de referências trifásicas v_j^* , a estratégia RSS aplicada no SV-PWM pode ser emulada no LS-PWM pelo ajuste de diferentes valores de v_n^* . Isto pode ser feito porque, de modo semelhante como a escolha de diferentes redundâncias no SV-PWM não altera os valores das componentes dq , no LS-PWM a escolha de diferentes valores para v_n^* dentro dos limites permitidos não altera o perfil das tensões trifásicas v_j produzidas, mas permitem alterar os estados de chaveamento dos conversores, como será visto no detalhamento que segue.

2.5.1 Cálculo de v_{rj}^* e comparação com as portadoras deslocadas em nível

O LS-PWM pode ser pensado como um PWM vetorial unidimensional, onde os vetores são na verdade os diferentes níveis produzidos na tensão resultante v_{rj} . Assim,

de modo semelhante, o primeiro passo do LS-PWM também é a construção da LUT que permitirá mapear os níveis aos estados de chaveamento. Para cada fase, esses estados são representados por uma palavra binária Q_j , tal que

$$Q_j = (q_{j1}q_{j2}q_{j3p}q_{j3n}). \quad (2.55)$$

Assim, a LUT é construída atribuindo todos os estados possíveis a Q_j e calculado v_{rj} pelas equações de (2.3) a (2.7). Uma vez que se tenha a LUT e que v_j^* sejam dadas, para realizar o PWM as referências v_{rj}^* precisam ser calculadas, já que os níveis são definidos em termos de v_{rj} . Então, por (2.2) tem-se que

$$v_{rj}^* = v_j^* + v_n^*. \quad (2.56)$$

Como v_n^* é o grau de liberdade a ser usado para regular as tensões $v_{dc,j3}$ dos capacitores flutuantes, seu valor é dado em função das variáveis de controle μ_{j3} (as mesmas presentes no SV-PWM), e também em função das correntes i_j , como será detalhado mais adiante. No entanto, v_n^* deve obedecer os limites impostos pelos seus valores mínimo ($v_{n,min}^*$) e máximo ($v_{n,max}^*$), i.e.,

$$v_{n,min}^* \leq v_n^* \leq v_{n,max}^*. \quad (2.57)$$

Estes limites são dados em função de $v_{r,max}^*$ e v_j^* por

$$\begin{aligned} v_{n,min}^* &= -v_{r,max}^* - \min\{v_a^*, v_b^*, v_c^*\} \\ v_{n,max}^* &= v_{r,max}^* - \max\{v_a^*, v_b^*, v_c^*\}. \end{aligned} \quad (2.58)$$

onde as funções $\min\{\cdot\}$ e $\max\{\cdot\}$ retornam respectivamente o valor mínimo e máximo dentre os argumentos, e $v_{r,max}^*$ também é dado por (2.21) no LS-PWM.

Para otimizar o perfil das tensões v_j e diminuir as distorções harmônicas, as tensões v_{rj} devem ter o dv/dt minimizado, i.e., elas deve chavear entre os dois níveis mais próximos de v_{rj}^* , de modo semelhante a como v_{dq} deve chavear entre os três vetores mais próximos de v_{dq}^* no SV-PWM. Assim, o próximo passo no LS-PWM é encontrar estes níveis. A distribuição dos níveis de $-v_{r,max}$ a $v_{r,max}$ ocorre em função das relações de tensão CC das células do conversor, da mesma forma que determinam o diagrama vetorial. Deste modo, a determinação dessas relações no LS-PWM segue a mesma lógica empregada no SV-PWM, i.e., deseja-se obter a máxima quantidade de níveis igualmente espaçados em cada caso, tal que $(v_{dc1}^* : v_{dc2}^* : v_{dc3}^*) = (6 : 3 : 1)$ para a configuração 1, gerando $N_{lvl} = 12$ níveis distintos em v_{rj} , enquanto que $(v_{dc1}^* : v_{dc2}^* : v_{dc3}^*) = (3 : 3 : 1)$ para a configuração 2, gerando $N_{lvl} = 9$ níveis. Seguindo este padrão de projeto, cada nível V_{lvl,n_l} produzido para v_{rj} , com $n_l = 1, 2, \dots, N_{lvl}$, podem ser determinados por

$$V_{lvl,n_l} = -v_{r,max} + (n_l - 1)\Delta V_{lvl} \quad (2.59)$$

onde ΔV_{lv} é a variação de tensão entre dois níveis adjacentes, dada por

$$\Delta V_{lv} = \frac{2v_{r,max}}{N_{lv} - 1}. \quad (2.60)$$

Sabendo os valores de V_{lv,n_l} (calculados na fase de construção da LUT), a tarefa de encontrar os níveis mais próximos a v_{rj}^* é consideravelmente mais simples no LS-PWM do que a tarefa de encontrar os vetores no SV-PWM. Para isso, intervalo de valores entre $-v_{r,max}$ e $v_{r,max}$ é dividido em $N_{lv} - 1$ regiões d, u , cada uma delimitada por dois níveis adjacentes $V_{lv,d}$ e $V_{lv,u}$, com $u = d + 1$. Assim, encontrando-se a região d, u em que v_{rj}^* está localizado, tal que $V_{lv,d} \leq v_{rj}^* \leq V_{lv,u}$, os níveis $V_{lv,d}$ e $V_{lv,u}$ que serão utilizados no PWM ficam imediatamente determinados.

No entanto, como o método apresentado aqui tem também por objetivo ser genérico e aplicável a outros casos, dependendo do número de níveis gerado pela topologia e da frequência do PWM, encontrar a região d, u que contém v_{rj}^* por métodos tradicionais de busca pode demandar um esforço computacional muito grande. Mesmo nos melhores casos, ainda é possível reduzir este esforço. Assim, analogamente à transformação T_{xy} proposta para o SV-PWM, uma transformação também é proposta aqui para v_{rj}^* , gerando novas referências \bar{v}_{rj}^* tais que

$$\bar{v}_{rj}^* = \frac{v_{rj}^* + v_{r,max}}{\Delta V_{lv}}. \quad (2.61)$$

Observe que, aplicando esta mesma transformação a V_{lv,n_l} , obtém-se novos níveis \bar{V}_{lv,n_l} tais que

$$\bar{V}_{lv,n_l} = \frac{V_{lv,n_l} + v_{r,max}}{\Delta V_{lv}} = n_l - 1. \quad (2.62)$$

Deste modo, \bar{V}_{lv,n_l} assume somente valores inteiros de 0 a $N_{lv} - 1$, e a tarefa de encontrar os níveis $V_{lv,d}$ e $V_{lv,u}$ mais próximos de v_{rj}^* fica simplificada por encontrar os níveis $\bar{V}_{lv,d}$ e $\bar{V}_{lv,u}$ mais próximos de \bar{v}_{rj}^* , tal que

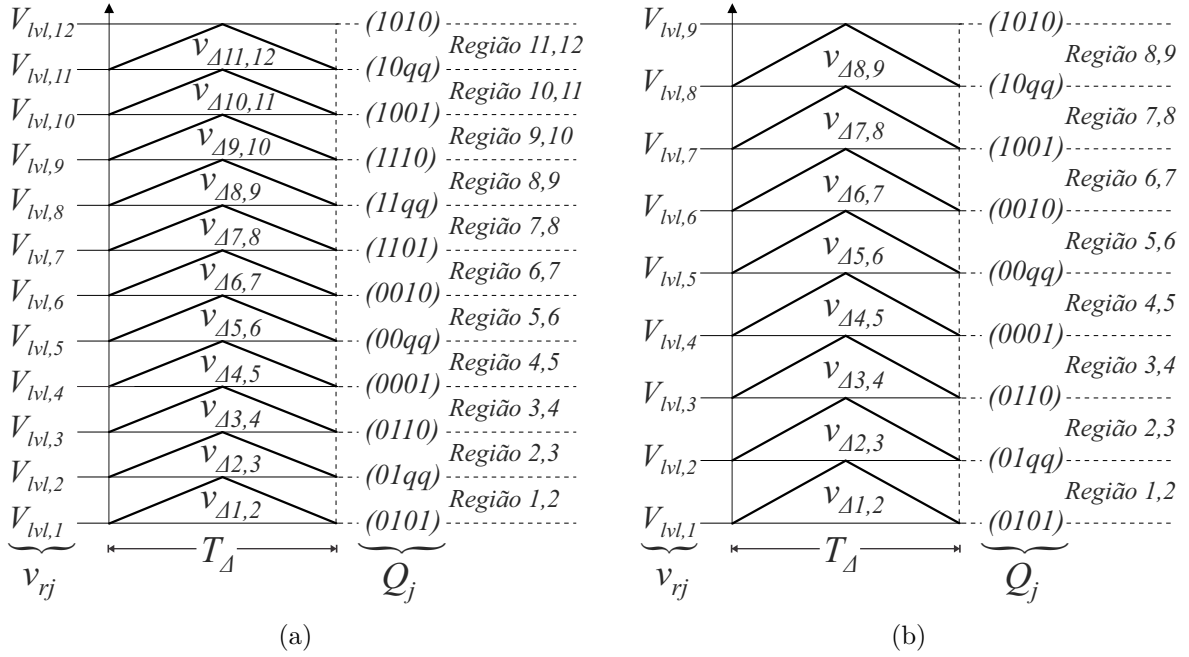
$$\bar{V}_{lv,d} = \lceil \bar{v}_{rj}^* \rceil \quad \bar{V}_{lv,u} = \lfloor \bar{v}_{rj}^* \rfloor. \quad (2.63)$$

Os níveis $V_{lv,d}$ e $V_{lv,u}$ correspondentes podem então ser encontrados pela transformação inversa, tal que

$$V_{lv,d} = \Delta V_{lv} \bar{V}_{lv,d} - v_{r,max} \quad V_{lv,u} = \Delta V_{lv} \bar{V}_{lv,u} - v_{r,max}. \quad (2.64)$$

De qualquer forma, encontrados $V_{lv,d}$ e $V_{lv,u}$, os tempos de aplicação de cada nível devem ser calculados para que o valor médio de v_{rj} seja igual a v_{rj}^* dentro de um período PWM T_Δ . Alternativamente, as referências v_{rj}^* podem ser comparadas com portadores triangulares deslocadas em nível, o que caracteriza o LS-PWM, de tal modo que o resultado dessa comparação é que vai dizer qual dos níveis $V_{lv,d}$ ou $V_{lv,u}$ deve ser produzido em v_{rj} .

Figura 2.11 – Distribuição de níveis com conjunto correspondente de regiões e portadores deslocadas em nível. (a) Para a configuração 1 (12 níveis). (b) Para a configuração 2 (9 níveis).



Na implementação deste trabalho, estas portadoras são $N_{lvl} - 1$ sinais triangulares $v_{\Delta d,u}$ em fase, de frequência $f_{\Delta} = 1/T_{\Delta}$ e amplitude de pico a pico ΔV_{lvl} , cada uma contida em uma região d, u . A distribuição de portadoras relativamente aos níveis pode ser observada na Figura 2.11 para cada uma das configurações propostas neste capítulo.

Então, dado $V_{lvl,d} \leq v_{rj}^* \leq V_{lvl,u}$, as tensões v_{rj} devem ser geradas de acordo com

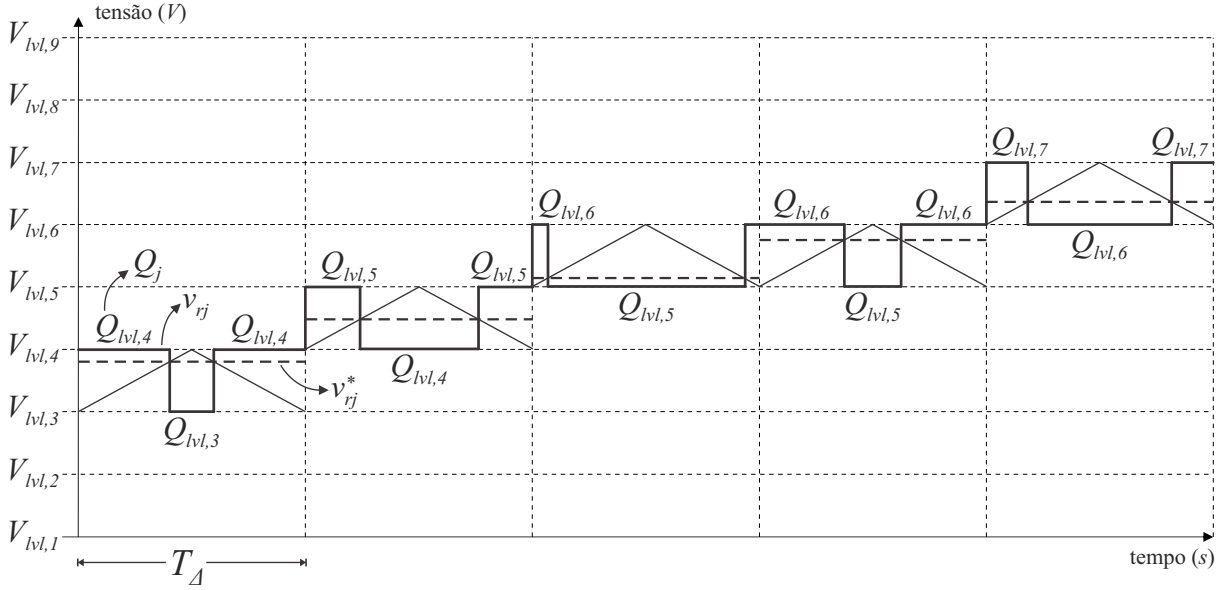
$$v_{rj} = \begin{cases} V_{lvl,d}, & \text{se } v_{rj}^* \leq v_{\Delta d,u} \\ V_{lvl,u}, & \text{se } v_{rj}^* > v_{\Delta d,u}. \end{cases} \quad (2.65)$$

Para isto, considerando que cada nível V_{lvl,n_i} é mapeado a um estado de chaveamento Q_{lvl,n_i} pela LUT, onde Q_{lvl,n_i} é definido por uma palavra binária compatível com Q_j , o chaveamento deve ocorrer de modo que

$$Q_j = \begin{cases} Q_{lvl,d}, & \text{se } v_{rj}^* \leq v_{\Delta d,u} \\ Q_{lvl,u}, & \text{se } v_{rj}^* > v_{\Delta d,u}. \end{cases} \quad (2.66)$$

Na Figura 2.11 a correspondência entre o níveis e os estados de chaveamento também é mostrada para cada configuração proposta. Observe que os estados (qq) indicam que $(q_{j3p}q_{j3n})$ pode assumir qualquer um dentre os estados (00) e (11) (a escolha é arbitrária). Já na Figura 2.12 é demonstrado o mecanismo de comparação da portadora com a referência.

Figura 2.12 – Exemplo do mecanismo de chaveamento por comparação com portadora deslocada em nível para a configuração 2.



2.5.2 Determinação da tensão de referência v_n^*

Como as relações de tensão CC nas configurações propostas são projetadas para maximizar N_{lv} , os níveis V_{lv,n_i} não possuem redundâncias utilizáveis para o balanceamento dos capacitores flutuantes, ao contrário dos vetores do SV-PWM. Assim, faz-se necessário o uso da tensão v_n para emular este efeito. Apesar de ser possível projetar relações de tensão diferentes, que oferecem menos níveis, porém mais redundâncias, o nosso objetivo é desenvolver uma técnica LS-PWM equivalente ao SV-PWM, sem o prejuízo causado pela redução de níveis à distorção harmônica.

Assim, a determinação de v_n^* deve seguir um critério equivalente ao método RSS executado no SV-PWM, permitindo que o sistema de controle seja executado de forma transparente em relação à técnica PWM escolhida. Isto pode ser feito porque, mantendo v_j^* e mudando v_n^* , os valores v_{rj}^* são também modificados de acordo com (2.56), de modo que eles sejam colocados dentro das regiões do LS-PWM com estados de chaveamento que melhor atendem à regulação das tensões $v_{dc,j3}$ em cada fase.

Então, de forma similar ao SV-PWM, um parâmetro de avaliação ξ_{vn} é atribuído a valores discretos de v_n^* , distribuídos de $v_{n,min}^*$ a $v_{n,max}^*$, de modo que o v_n^* com maior ξ_{vn} seja escolhido. Quais e quantos valores de v_n^* devem ser avaliados será discutido mais adiante. Deste modo, ξ_{vn} é definido como sendo a soma de outros valores de avaliação atribuídos a cada fase, chamados de $\xi_{vn,j}$, i.e.,

$$\xi_{vn} = \sum_{j=a}^c \xi_{vn,j}. \quad (2.67)$$

Os valores de avaliação por fase $\xi_{vn,j}$ são calculados em função do valor atual de

μ_{j3} (atribuído pelo sistema de controle), dos estados de chaveamento médios \tilde{q}_{j3p} e \tilde{q}_{j3n} , e das correntes i_j , tal que

$$\xi_{vn,j} = (2\mu_{j3} - 1)(\tilde{q}_{j3p} - \tilde{q}_{j3n})i_j \quad (2.68)$$

onde \tilde{q}_{j3p} e \tilde{q}_{j3n} são respectivamente os valores médios dos estados de chaveamento q_{j3p} (braço positivo) e q_{j3n} (braço negativo) da ponte H durante um ciclo T_Δ do PWM, considerando os estados $Q_{lv,d}$ e $Q_{lv,u}$ do v_{rj}^* calculado segundo o valor de v_n^* em avaliação.

De forma mais precisa, dado v_n^* , para determinar \tilde{q}_{j3p} e \tilde{q}_{j3n} é necessário calcular v_{rj}^* , encontrar os níveis $V_{lv,d}$ e $V_{lv,u}$ relativos a v_{rj}^* , consultar a LUT para encontrar os estados $Q_{lv,d}$ e $Q_{lv,u}$ correspondentes, extrair os estados $(q_{j3p}q_{j3n})$ de cada um, e por fim calcular \tilde{q}_{j3p} e \tilde{q}_{j3n} segundo os tempos de aplicação de $Q_{lv,d}$ e $Q_{lv,u}$. Assim, denotando por $t_{lv,u}$ o tempo de aplicação $Q_{lv,u}$, tem-se que

$$\frac{1}{T_\Delta} [t_{lv,u}V_{lv,u} + (T_\Delta - t_{lv,u})V_{lv,d}] = v_{rj}^* \quad (2.69)$$

de modo que

$$t_{lv,u} = T_\Delta \frac{v_{rj}^* - V_{lv,d}}{V_{lv,u} - V_{lv,d}} = T_\Delta \frac{v_{rj}^* - V_{lv,d}}{\Delta V_{lv}} \quad (2.70)$$

ou ainda

$$(T_\Delta - t_{lv,u}) = T_\Delta \frac{V_{lv,u} - v_{rj}^*}{\Delta V_{lv}}. \quad (2.71)$$

Assim, considerando que $(q_{j3p,d}q_{j3n,d})$ é o estado $(q_{j3p}q_{j3n})$ de $Q_{lv,d}$, e que $(q_{j3p,u}q_{j3n,u})$ é o estado correspondente de $Q_{lv,u}$, tem-se analogamente a (2.69) que

$$\tilde{q}_{j3p} = \frac{1}{T_\Delta} [t_{lv,u}q_{j3p,u} + (T_\Delta - t_{lv,u})q_{j3p,d}] \quad (2.72)$$

$$\tilde{q}_{j3n} = \frac{1}{T_\Delta} [t_{lv,u}q_{j3n,u} + (T_\Delta - t_{lv,u})q_{j3n,d}]. \quad (2.73)$$

Substituindo (2.70) e (2.71) em (2.72) e (2.73), tem-se que \tilde{q}_{j3p} e \tilde{q}_{j3n} podem ser calculados em função dos níveis $V_{lv,d}$ e $V_{lv,u}$, e da referência v_{rj}^* , por

$$\tilde{q}_{j3p} = \frac{1}{\Delta V_{lv}} [(v_{rj}^* - V_{lv,d})q_{j3p,u} + (V_{lv,u} - v_{rj}^*)q_{j3p,d}] \quad (2.74)$$

$$\tilde{q}_{j3n} = \frac{1}{\Delta V_{lv}} [(v_{rj}^* - V_{lv,d})q_{j3n,u} + (V_{lv,u} - v_{rj}^*)q_{j3n,d}]. \quad (2.75)$$

Observe que para um único conjunto trifásico de referências v_j^* , os valores $V_{lv,d}$ e $V_{lv,u}$ referentes aos v_{rj}^* devem ser encontrados e mapeados aos estados de chaveamento tantas vezes quantos forem os valores de v_n^* em avaliação. Isto porque diferentes \tilde{q}_{j3p} e \tilde{q}_{j3n} são calculados para cada valor de v_n^* . Este é um dos motivos que torna relevante a

aplicação do método simplificado de busca proposto por meio das equações de (2.61) a (2.64), diminuindo o esforço computacional do PWM.

O princípio na formulação dos $\xi_{vn,j}$ que compõem ξ_{vn} é o mesmo utilizado no SV-PWM, i.e., priorizar os estados que aumentam a velocidade do balanceamento de todos os capacitores simultaneamente. Sob este princípio, as correntes i_j tornam-se um fator de ponderação necessário em $\xi_{vn,j}$, pois elas ditam diretamente qual a taxa de variação das tensões. Considere, por exemplo, o caso em que se deseja carregar o capacitor de todas as células $j3$. Portanto, deseja-se aumentar todos os $v_{dc,j3}$, tal que $(2\mu_{j3} - 1) = 1$. Ainda, considere que existem três valores de v_n^* em avaliação, nos quais $(q_{a3p}q_{a3n} \ q_{b3p}q_{b3n} \ q_{c3p}q_{c3n}) = (10 \ 00 \ 00)$, $(00 \ 10 \ 00)$ e $(00 \ 00 \ 10)$, respectivamente e durante todo o ciclo PWM, tal que $(\tilde{q}_{j3p} - \tilde{q}_{j3n}) = (q_{j3p} - q_{j3n})$. Então, sempre que $(2\mu_{j3} - 1)(\tilde{q}_{j3p} - \tilde{q}_{j3n}) = 1$ para uma fase, ele será 0 (zero) para as outras. Portanto, apenas uma ponte H pode ser regulada por vez. Neste caso, torna-se claro que as correntes i_j são um fator de ponderação chave, pois o maior valor resultante de ξ_{vn} será aquele cujo v_n^* regula a fase com maior i_j , já que as outras não pode ser carregadas nem descarregadas. Observe que, ao mesmo tempo que a formulação de $\xi_{vn,j}$ dá mais peso para a fase que puder ser regulada mais rapidamente (maior i_j no exemplo), ela também atribui pesos negativos para aquelas que são desreguladas por uma ação desfavorável. No exemplo dado, para $(q_{j3p}q_{j3n}) = (10)$ e $i_j < 0$, tem-se $\xi_{vn,j} < 0$, fazendo com que o v_n^* correspondente seja evitado, já que $\xi_{vn} < 0$.

O termo $(\tilde{q}_{j3p} - \tilde{q}_{j3n})$ também é igualmente importante na ponderação de $\xi_{vn,j}$, pois ele representa o intervalo do ciclo PWM em que os estados de chaveamento $(q_{j3p}q_{j3n})$ da célula $j3$ passam no estado (10), que produz tensão v_{j3} positiva; (01), que produz v_{j3} negativa; e (qq), que produz $v_{j3} = 0$, de modo que $-1 \leq (\tilde{q}_{j3p} - \tilde{q}_{j3n}) \leq 1$. Em outras palavras, quanto mais positivo $(\tilde{q}_{j3p} - \tilde{q}_{j3n})$ for, mais tempo a célula passa no estado $(q_{j3p}q_{j3n}) = (10)$, e quanto mais negativo ele for, mais tempo ela passa no estado $(q_{j3p}q_{j3n}) = (01)$. Se $(\tilde{q}_{j3p} - \tilde{q}_{j3n}) \approx 0$, significa ou que a célula está quase sempre no estado $(q_{j3p}q_{j3n}) = (qq)$, ou que existe um equilíbrio entre os estados $(q_{j3p}q_{j3n}) = (10)$ e (01), o que praticamente anula os efeitos da corrente i_j sobre a tensão $v_{dc,j3}$. Assim, se o sinal de $(\tilde{q}_{j3p} - \tilde{q}_{j3n})$ e da corrente i_j forem os mesmos, o carregamento de $v_{dc,j3}$ é favorecido pelo valor de v_n^* em avaliação, pois a potência que entra na célula é positiva ($v_{j3}i_j > 0$). Por outro lado, se os sinais forem contrários, então a diminuição de $v_{dc,j3}$ é que será favorecida, já que a potência torna-se negativa ($v_{j3}i_j < 0$). Estes efeitos são contabilizados positivamente ou negativamente em $\xi_{vn,j}$ de acordo com o termo $(2\mu_{j3} - 1)$.

As variáveis binárias μ_{j3} são determinadas pelo sistema de controle de forma transparente em relação ao SV-PWM e LS-PWM. Isto significa que $\mu_{j3} = 1$ se $v_{dc,j3}$ tiver que ser aumentada, ou $\mu_{j3} = 0$ se $v_{dc,j3}$ tiver que ser diminuída, em ambos os casos. Então, se $\mu_{j3} = 1$ no LS-PWM, tem-se $(2\mu_{j3} - 1) = 1$, e se $\mu_{j3} = 0$ tem-se $(2\mu_{j3} - 1) = -1$.

No primeiro caso, $\xi_{vn,j}$ terá um valor resultante positivo se os sinais de $(\tilde{q}_{j3p} - \tilde{q}_{j3n})$ e i_j coincidirem, atribuindo valores mais altos para v_n^* quanto mais rápido for o aumento de $v_{dc,j3}$. No último caso, o valor resultante será positivo se os sinais de $(\tilde{q}_{j3p} - \tilde{q}_{j3n})$ e i_j forem diferentes, e valores mais altos são atribuídos a $\xi_{vn,j}$ quanto mais rápida for a diminuição de $v_{dc,j3}$. Naturalmente, os casos complementares aos descritos são contabilizados negativamente, diminuindo o valor resultante de ξ_{vn} , pois a ação contrária à desejada é realizada em alguma das fases. Deste modo, o valor final de ξ_{vn} será tão grande quanto o v_n^* em avaliação contribuir para a regulação das três fases. De maneira complementar, ele será tão menor quanto for a contribuição de v_n^* para desbalancear todos os barramentos flutuantes.

De forma similar a como foi feito nas redundâncias do SV-PWM, os valores de v_n^* que produzem estados ineficazes no LS-PWM devem ser descartados. Como observado na seção dedicada ao SV-PWM, para a configuração 1 deve-se ter que $q_{j1} = 0$ se $i_j < 0$, e $q_{j1} = 1$ se $i_j > 0$. Já para a configuração 2 tem-se $q_{j1} = 0$ se $i_j < 0$, e $q_{j2} = 0$ se $i_j > 0$. A exclusão dos valores conflitantes de v_n^* também é feita atribuindo um valor garantidamente menor ao seu respectivo ξ_{vn} em relação aos outros v_n^* , de forma que o algoritmo do PWM nunca o escolha. Assim, considerando que $-(|i_a| + |i_b| + |i_c|) \leq \xi_{vn} \leq |i_a| + |i_b| + |i_c|$ quando ξ_{vn} é dado por (2.67), tem-se:

- Dado v_n^* na configuração 1:

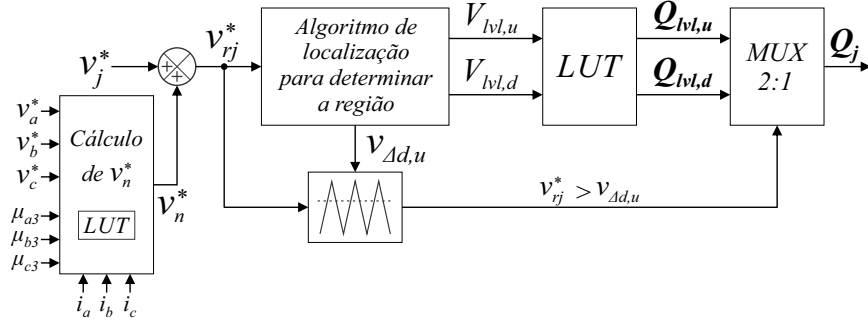
$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Se } (i_j < 0) \text{ e } (q_{j1} = 1 \text{ em } Q_{lvl,d} \text{ ou } Q_{lvl,u}) \\ \text{ou} \\ \text{se } (i_j > 0) \text{ e } (q_{j1} = 0 \text{ em } Q_{lvl,d} \text{ ou } Q_{lvl,u}): \\ \xi_{vn} = -2(|i_a| + |i_b| + |i_c|). \end{array} \right. \quad (2.76)$$

- Dado v_n^* na configuração 2:

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Se } (i_j < 0) \text{ e } (q_{j1} = 1 \text{ em } Q_{lvl,d} \text{ ou } Q_{lvl,u}) \\ \text{ou} \\ \text{se } (i_j > 0) \text{ e } (q_{j2} = 1 \text{ em } Q_{lvl,d} \text{ ou } Q_{lvl,u}): \\ \xi_{vn} = -2(|i_a| + |i_b| + |i_c|). \end{array} \right. \quad (2.77)$$

O número de valores de v_n^* avaliados por ξ_{vn} é arbitrário, mas deve ser observado que (2.57) deve ser respeitada, além de que os valores estejam uniformemente distribuídos dentro destes limites. Assim, denotando por N_{vn} a quantidade de valores, este número deve ser suficientemente alto para fornecer uma boa margem de controle, i.e., permitir que o PWM tenha opções suficientes para chegar o mais próximo possível do valor ótimo de v_n^* . No entanto, N_{vn} não deve ser tão alto a ponto de tornar o algoritmo PWM muito lento, uma vez que N_{vn} rotinas de avaliação serão executadas por ciclo. Então, escolhido

Figura 2.13 – Fluxograma do LS-PWM para uma fase.



um N_{v_n} adequado, os valores de v_n^* a serem avaliados, indexados por k , são dados por

$$v_n^*[k] \Big|_{k=1}^{N_{v_n}} = v_{n,min}^* + (k - 1)\Delta v_n^* \quad (2.78)$$

onde Δv_n^* é o degrau de variação entre os valores de v_n^* , dado por

$$\Delta v_n^* = \frac{v_{n,max}^* - v_{n,min}^*}{N_{v_n} - 1}. \quad (2.79)$$

O fluxograma que resume a execução do LS-PWM pode ser observado na Figura 2.13. Observe que o bloco de cálculo da referência v_n^* recebe as referências v_j^* e os μ_{j3} das outras fases, bem como as correntes, o que compatibiliza esta representação com a descrição feita. Além disso, o bloco da LUT também está contido no bloco de cálculo, deixando implícitas as sucessivas consultas à LUT, necessárias para encontrar o v_n^* em função das variáveis de entrada como descrito.

2.6 Resultados de Simulação

Todas as simulações deste trabalho foram feitas utilizando o *software* PSIM, onde os PWMs e sistemas de controle foram implementados utilizando o bloco DLL do *software*, programado em linguagem C. Além disso, em todos os casos os resultados gráficos e numéricos foram gerados importando e processando os dados no MATLAB. Neste capítulo, eles foram obtidos para o retificador convencional (configuração 0), e para ambas as propostas (configurações 1 e 2). Nos casos propostos, resultados empregando ambas as técnicas SV-PWM e LS-PWM foram obtidos para comparação. Além disso, a menos que explicitado de modo diferente, foram considerados os seguintes parâmetros:

- $T_h = 1 \mu s$ (passo de cálculo);
- $V_N = 110 \text{ V}$ (tensão RMS de base por fase);
- $P_N = 1,8 \text{ kW}$ (potência trifásica de base);
- $f_s = 60 \text{ Hz}$ (frequência da fonte de tensão CA);

- $E_s = 1$ p.u. (tensão da fonte CA);
- $P_l = 1$ p.u. (potência nominal da carga);
- $X^{pu} = 0,131$ p.u. (reatância dos indutores de acoplamento);
- $R^{pu} = 0,005$ p.u. (resistência dos indutores de acoplamento);
- $C = 4,7$ mF (capacitância do barramento CC);
- $v_{r,max} = 170$ V;
- $v_{dc}^* = 340$ V, para a configuração 0;
- $(v_{dc1}^*; v_{dc2}^*; v_{dc3}^*) = (186; 93; 31)$ V, para a configuração 1;
- $(v_{dc1}^*; v_{dc2}^*; v_{dc3}^*) = (129; 129; 43)$ V, para a configuração 2;
- $\Delta v_{dc3}^* = 0,01$; (banda de histerese de 1%);
- $m_a = 0,75$ (índice de modulação em amplitude do conversor);
- $f_{\Delta} = 10$ kHz.

Os valores de tensão CC de referência mostrados levam em conta que o mesmo $v_{r,max}$ deve ser gerado em cada caso, fazendo com que tenha-se $v_{dc}^* = 2v_{r,max}^*$ na configuração 0, enquanto nas configurações 1 e 2 o cálculo pode ser feito por (2.21). O índice de modulação (m_a) foi definido em função das tensões de referência v_j^* e é dado por

$$m_a = \frac{\sqrt{3}V_p}{2v_{r,max}} \quad (2.80)$$

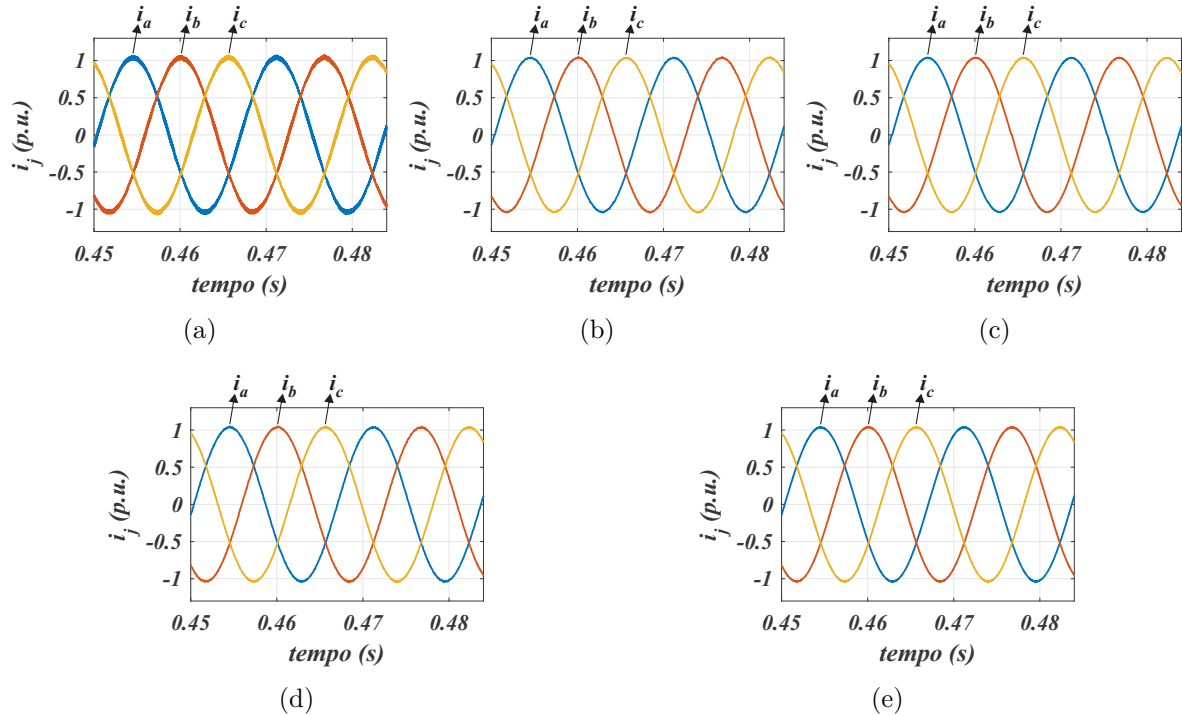
onde V_p é o valor de pico das referências v_j^* .

2.6.1 Análise gráfica

A Figura 2.14 mostra as correntes i_j da fonte de potência CA para as configurações convencional e propostas. Pode ser observado que elas foram controladas adequadamente, e menos *ripple* foi observado para as configurações propostas. A amplitude de corrente definida no controle correspondeu à potência total de 1 p.u.. Na configuração 1, a carga 1 (conectada à célula 1) consumiu aproximadamente 72% dessa potência, enquanto os 28% restantes foram consumidos pela carga 2 (conectada à célula 2). Na configuração 2, as cargas 1 e 2 consumiram cada uma 50% da potência total.

Na Figura 2.15 são mostrados os perfis das tensões v_a , v_{ra} e v_n para as configurações convencional e propostas, enquanto os perfis de seus valores médios, calculados durante cada ciclo de PWM T_{Δ} , são mostrados na Figura 2.16. Uma vez que os perfis observados

Figura 2.14 – Resultados de simulação. Correntes i_j das configurações convencional e propostas. (a) Para a configuração 0. (b) Para a configuração 1 com o SV-PWM. (c) Para a configuração 1 com o LS-PWM. (d) Para a configuração 2 com o SV-PWM. (e) Para a configuração 2 com o LS-PWM.



para cada fase são muito semelhantes, a menos da defasagem, considera-se que a tensão v_a representa todas as tensões v_j , sendo o mesmo válido para v_{ra} em relação a v_{rj} . Pelos perfis instantâneos de v_a em cada caso, pôde ser observado que ambas as técnicas SV-PWM e LS-PWM aplicadas foram efetivas e produziram tensões com forma de onda quase senoidais bastante semelhantes, com muito mais níveis se comparadas à configuração convencional. Em todos os casos o valor médio de v_a foi senoidal, como esperado.

Já observando as tensões v_{ra} e seus perfis de valor médio em cada caso, pôde ser notado que ela apresentou apenas dois níveis para a configuração convencional, uma vez que v_{ra} é na verdade igual à tensão de polo da fase 1 neste caso. No entanto, seu valor médio apresentou variações mais suaves e contínuas se comparada aos casos propostos, com um perfil que é característico da técnica de injeção de terceira harmônica (SILVA; SANTOS JÚNIOR; JACOBINA, 2011; BROECK; SKUDELNY; STANKE, 1988; TRZYNADLOWSKI, 1988; BUJA; INDRI, 1975), que otimiza a utilização da tensão CC dos barramentos. Isto se deve ao fato de que a estratégia de controle empregada nas configurações propostas causaram variações mais ruidosas no valor médio de v_n , seja devido à seleção de redundância no SV-PWM, que afeta a componente homopolar do conjunto trifásico, ou devido à variação direta de v_n^* no LS-PWM. No entanto, apesar de afetar v_{rj} , estas variações de v_n não comprometeram v_j , como esperado.

Na Figura 2.17 são mostradas as tensões CC controladas $v_{dc,j3}$ dos capacitores

Figura 2.15 – Resultados de simulação. Tensões v_a , v_{ra} e v_n das configurações convencional e propostas. (a) Para a configuração 0. (b) Para a configuração 1 com o SV-PWM. (c) Para a configuração 1 com o LS-PWM. (d) Para a configuração 2 com o SV-PWM. (e) Para a configuração 2 com o LS-PWM.

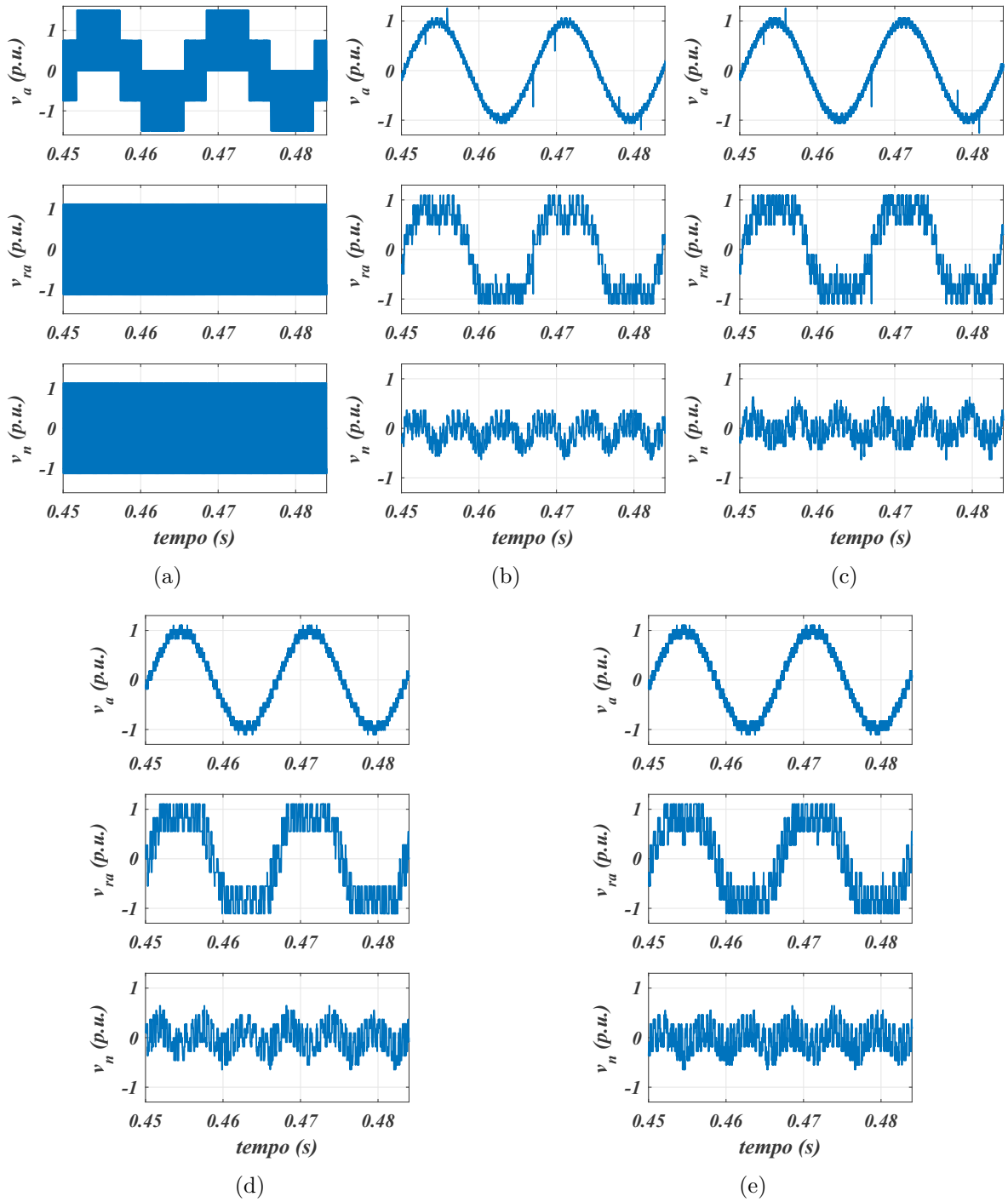
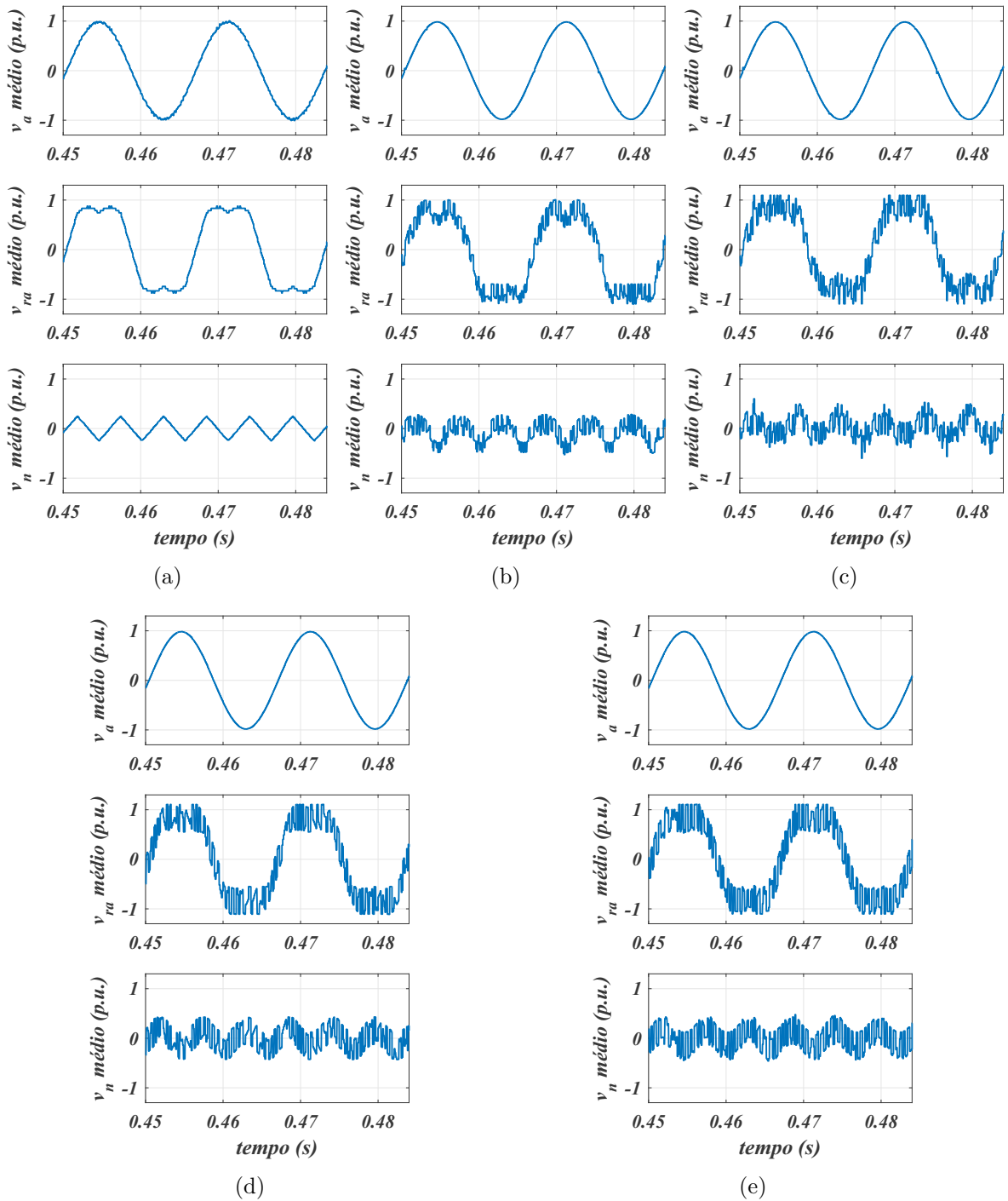


Figura 2.16 – Resultados de simulação. Tensões médias v_a , v_{ra} e v_n das configurações convencional e propostas. (a) Para a configuração 0. (b) Para a configuração 1 com o SV-PWM. (c) Para a configuração 1 com o LS-PWM. (d) Para a configuração 2 com o SV-PWM. (e) Para a configuração 2 com o LS-PWM.



flutuantes das configurações 1 e 2, empregando o controle com SV-PWM e com o LS-PWM. Com $v_{dc3}^* = 31$ V para a configuração 1 e $v_{dc3}^* = 43$ V para a configuração 2, pôde-se observar a efetividade da estratégia de controle por histerese proposta em qualquer caso com igual efetividade. Observou-se também que a eficácia do sistema de controle pôde ser garantida com um índice de modulação máximo de 0,83 para a configuração 1, e 0,77 para a configuração 2.

2.6.2 Análise de distorção harmônica

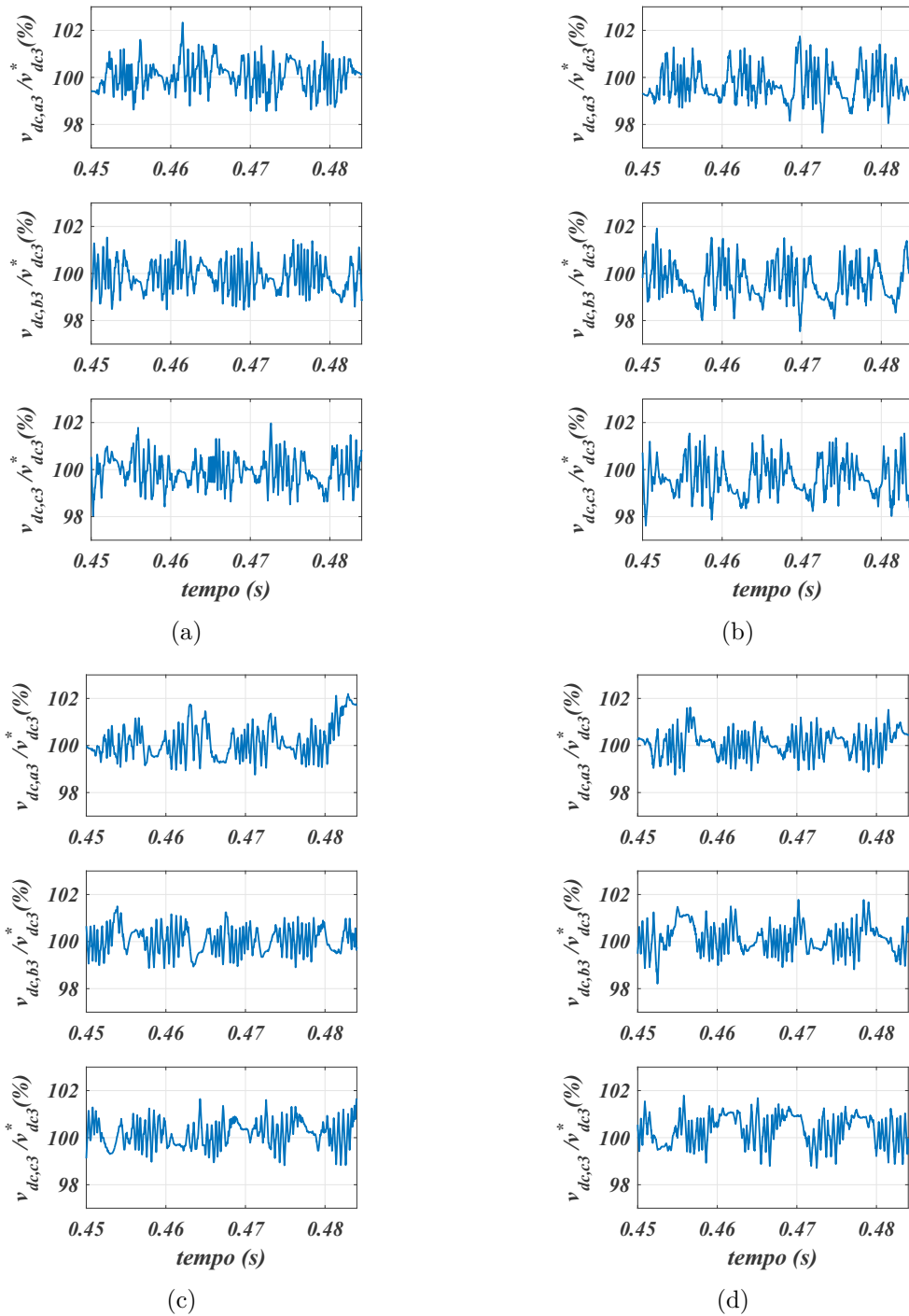
Na Tabela 2.1, a THD das correntes i_j , assim como a THD e WTHD das tensões v_j são mostrados para as configurações convencional e propostas utilizando ambas as técnicas SV-PWM e LS-PWM. A WTHD pondera inversamente as componentes harmônicas pela sua ordem, de modo que as harmônicas de frequência mais alta são atenuadas. O cálculo da THD e da WTHD pode ser encontrados, por exemplo, em (HOLMES; LIPO, 2003). Observando a tabela, pode-se confirmar o que foi analisado graficamente, i.e., as configurações 1 e 2 apresentaram valores de THD e WTHD consideravelmente menores do que a configuração 0.

No entanto, os valores mais baixos de THD e WTHD foram observados pela aplicação do LS-PWM, o que foi ocasionado principalmente devido à uma maior frequência de chaveamento média no LS-PWM para um mesmo T_Δ fixado nos dois casos, levando o espectro de v_j para frequências mais altas neste caso. A confirmação disto se dá pela comparação da THD e da WTHD observados para as tensões v_j , i.e., enquanto a WTHD foi mais baixa no LS-PWM, a THD nos dois casos se mostrou praticamente igual, indicando apenas um deslocamento no espectro. A THD das correntes pode ser interpretado como um reflexo da WTHD de v_j , uma vez que o indutor de acoplamento funciona como um filtro passa baixas. Uma análise mais detalhada das frequências de chaveamento média será feita mais adiante.

Tabela 2.1 – THD média das correntes i_j e THD e WTHD média das tensões v_j com frequência de PWM $f_\Delta = 10$ kHz.

		i_j THD (%)	v_j THD (%)	v_j WTHD (%)
Configuração 0		1,93	82,9	0,272
Configuração 1	SV-PWM	0,58	7,26	0,082
	LS-PWM	0,37	7,19	0,059
Configuração 2	SV-PWM	0,58	9,06	0,082
	LS-PWM	0,27	9,07	0,040

Figura 2.17 – Resultados de simulação. Tensões CC $v_{dc,j3}$ dos capacitores flutuantes nas configurações propostas. (a) Para a configuração 1 com o SV-PWM. (b) Para a configuração 1 com o LS-PWM. (c) Para a configuração 2 com o SV-PWM. (d) Para a configuração 2 com o LS-PWM.



2.6.3 Estimativa de perdas nos semicondutores e frequência de chaveamento média

Neste capítulo e nos demais, as perdas nos semicondutores foram estimadas utilizando módulos térmicos de IGBTs e diodos disponíveis no *software* PSIM. Nestes módulos, as perdas nos IGBTs são calculadas com base em parâmetros disponíveis em *datasheets*, junto com a tensão de saturação, do barramento CC, e das características de energia de ligamento e desligamento. Já as perdas nos diodos, as perdas também são calculadas com base em parâmetros de *datasheets*, junto com a queda de tensão em condução, corrente de condução direta, tensão reversa em bloqueio, e características de energia de recuperação reversa. As fórmulas para cálculo das perdas podem ser verificadas na documentação de cada módulo térmico do PSIM v9.0.

Na Tabela 2.2, as perdas nos semicondutores são mostradas para todas as configurações. Elas foram normalizadas em relação à potência da carga (1800 W), a frequência do PWM foi fixada em $f_{\Delta} = 10$ kHz, e ambos SV-PWM e LS-WPM foram considerados para as configurações 1 e 2. Pode ser notado que as configurações propostas apresentaram perdas por condução consideravelmente maiores, por aproximadamente 5 vezes, o que se deve ao maior número de semicondutores. No entanto, as perdas por chaveamento foram menores devido às menores frequência de chaveamento média e tensões CC.

Tabela 2.2 – Estimativa de perdas por condução (P_{cd}), por chaveamento (P_{sw}), e totais (P_{tot}) normalizadas com relação à potência total das cargas (1800 W), com $f_{\Delta} = 10$ kHz.

		P_{cd} (%)	P_{sw} (%)	P_{tot} (%)
Configuração 0		1,05	3,33	4,38
Configuração 1	SV-PWM	4,72	0,40	4,72
	LS-PWM	5,02	0,70	5,02
Configuração 2	SV-PWM	4,79	0,50	4,79
	LS-PWM	5,31	1,02	5,31

As frequências de chaveamento médias normalizadas são mostradas na Tabela 2.3 para $f_{\Delta} = 10$ kHz, onde pode-se observar a frequência de média geral de cada configuração, chamada de \bar{f}_{sw} , e as frequências médias de cada célula, chamadas de \bar{f}_{sw1} , \bar{f}_{sw2} e \bar{f}_{sw3} respectivamente para as células 1, 2 e $j3$. Elas foram normalizadas com relação à frequência da fundamental das referências v_j^* ($f_s = 60$ Hz), de modo que uma onda quadrada de 60 Hz teria uma frequência média normalizada igual a 1, por exemplo. Considerando isto, o cálculo de \bar{f}_{sw} foi feito para os casos propostos conforme

$$\bar{f}_{sw} = \frac{\bar{f}_{sw1} + \bar{f}_{sw2} + 2\bar{f}_{sw3}}{4} \quad (2.81)$$

onde \bar{f}_{sw3} foi ponderada com um peso duas vezes maior em relação às outras frequências porque as células $j3$ tiveram duas vezes o número de semicondutores por fase do que as células 1 e 2.

Tabela 2.3 – Frequência de chaveamento média normalizada por f_s para as células 1 (\bar{f}_{sw1}), 2 (\bar{f}_{sw2}) e $j3$ (\bar{f}_{sw3}) das configurações propostas, e frequência média geral (\bar{f}_{sw}) para todas as configurações, com $f_\Delta = 10$ kHz.

		\bar{f}_{sw1}	\bar{f}_{sw2}	\bar{f}_{sw3}	\bar{f}_{sw}
Configuração 0		—	—	—	166,7
Configuração 1	SV-PWM	1	28,2	65,5	40,1
	LS-PWM	1	60,2	127,5	79,2
Configuração 2	SV-PWM	12,7	13,2	63,2	38,1
	LS-PWM	23,6	21,1	118,3	70,3

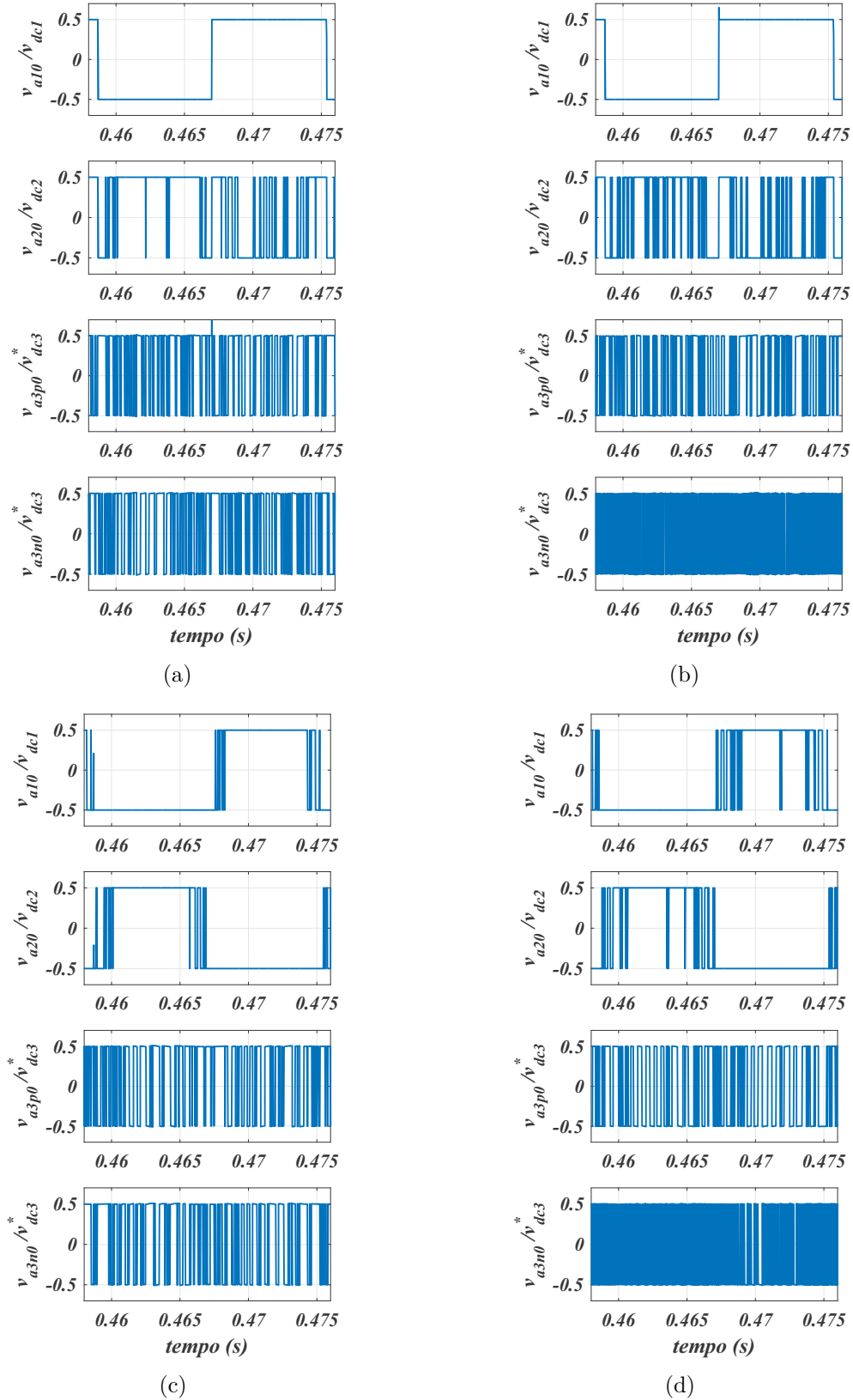
Pelos dados mostrados na Tabela 2.3, pode ser confirmado que \bar{f}_{sw} foi menor nas configurações propostas, o que foi a principal causa das menores perdas por chaveamento observadas. Além disso, pode-se notar que as frequências médias para os casos que utilizaram o SV-PWM foram menores com relação aos que aplicaram o LS-PWM, confirmando o que foi afirmado anteriormente e justificando porque as perdas por chaveamento foram maiores com o LS-PWM.

Um outro fato interessante de se observar é que as frequências médias se mostraram bastante diferentes entre as células das configurações propostas, o que se deve à assimetria de tensão entre eles. Para produzir os melhores perfis de tensão para v_j , com variação minimizada no chaveamento, as técnicas PWM (SV-PWM ou LS-PWM) acabam por definir chaveamentos mais frequentes para as células de menor tensão ($j3$), e menos frequentes para as de maior tensão (1 e 2), de tal modo que na configuração 1 tem-se $\bar{f}_{sw1} < \bar{f}_{sw2} < \bar{f}_{sw3}$, e na configuração 2 tem-se $\bar{f}_{sw1} \approx \bar{f}_{sw2} < \bar{f}_{sw3}$. Esta característica pode ser confirmada observando a Figura 2.18, que mostra o perfil das tensões de polo das configurações propostas. Isto é conveniente porque quanto maior a capacidade de tensão e corrente de dispositivos comerciais, menores são as frequências de chaveamento máximas para as quais eles estão disponíveis.

No entanto, observa-se que para $f_\Delta = 10$ kHz as configurações propostas apresentaram perdas totais nos semicondutores um pouco maiores do que a convencional, de acordo com a Tabela 2.2. Apesar disso, elas apresentaram menores THD e WTHD (segundo a Tabela 2.1), a avaliação de desempenho não chega a ser conclusiva só com estes dados. Então, para fazer uma comparação mais justa de perdas, a THD das correntes i_j foi eleito como um critério de desempenho a ser atingido por meio do ajuste da frequência do PWM f_Δ , e as perdas recalculadas.

Assim, na Tabela 2.4 as perdas são mostradas novamente para com THD das correntes i_j ajustado para 1,5%. As frequências de PWM correspondentes para cada caso também são mostradas na tabela. Pode-se perceber que, mesmo que as configurações propostas tenham continuado a apresentar maiores perdas por condução, elas tiveram perdas por chaveamento muito menores nos novos pontos de operação no qual as frequências médias foram consideravelmente reduzidas.

Figura 2.18 – Tensões de polo v_{a10} , v_{a20} , v_{a3p0} e v_{a3n0} para ambas as configurações propostas.
 (a) Para a configuração 1 com SV-PWM. (b) Para a configuração 1 com LS-PWM.
 (c) Para a configuração 2 com SV-PWM. (d) Para a configuração 2 com LS-PWM.



Deste modo, para a mesma THD de corrente pôde-se verificar que as configurações 1 e 2 tiveram menores perdas totais do que a convencional. Observe que, para atender ao requisito de THD 1,5%, a configuração convencional precisou ter sua frequência de PWM f_{Δ} elevada de 10 kHz para 16,5 kHz, aumentando as perdas.

Tabela 2.4 – Estimativa de perdas por condução (P_{cd}), chaveamento (P_{sw}), e totais (P_{tot}) normalizadas com relação à potência total das cargas (1800 W), com THD das correntes i_j igual a 1,5%.

		f_{Δ} (kHz)	P_{cd} (%)	P_{sw} (%)	P_{tot} (%)
Configuração 0		16,5	1,05	5,20	6,25
Configuração 1	SV-PWM	4,0	4,48	0,18	4,48
	LS-PWM	3,0	4,54	0,23	4,54
Configuração 2	SV-PWM	4,0	4,50	0,22	4,50
	LS-PWM	2,6	4,57	0,28	4,57

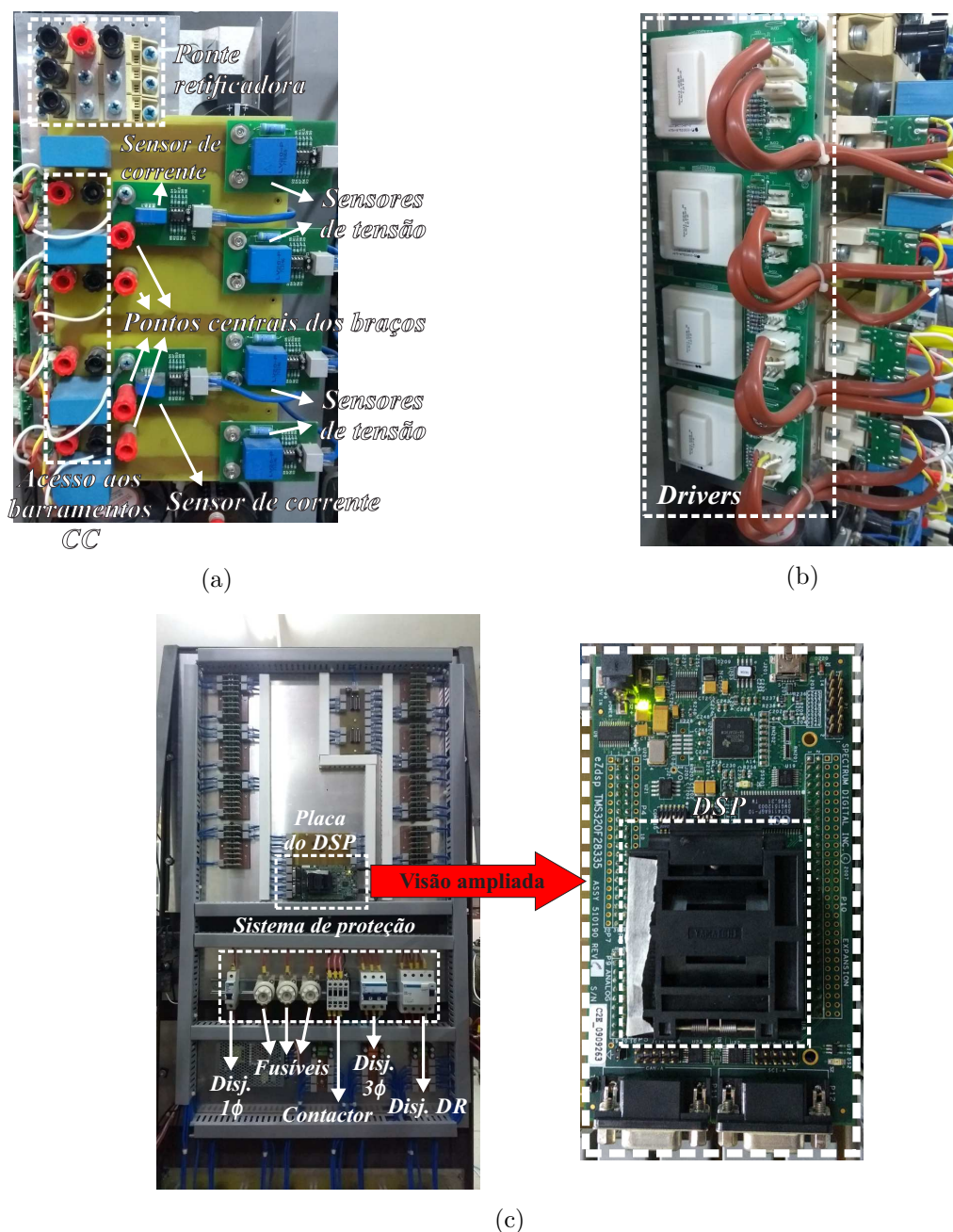
As frequências de chaveamento médias normalizadas para os novos pontos de operação com THD igual a 1,5% podem ser vistas da Tabela 2.5. Pode-se perceber claramente uma redução generalizada em relação aos dados da Tabela 2.3, exceto pela configuração convencional. Além disso, comparando os casos utilizando SV-PWM com os LS-PWM correspondentes, para a situação de THD fixa as frequências médias se tornaram mais próximas, fazendo com que suas perdas por chaveamento (e totais) se tornassem praticamente iguais, mostrando a equivalência entre as técnicas nestes termos. Mesmo assim, pela Tabela 2.5 trona-se perceptível que o LS-PWM apresentou uma frequência média um pouco maior, evidenciando um desempenho levemente superior do SV-PWM.

Tabela 2.5 – Frequência de chaveamento média normalizada por f_s para as células 1 (\bar{f}_{sw1}), 2 (\bar{f}_{sw2}) e 3 (\bar{f}_{sw3}) das configurações propostas, e frequência média geral (\bar{f}_{sw}) para todas as configurações, com THD das correntes i_j igual a 1,5%.

		f_{Δ} (kHz)	\bar{f}_{sw1}	\bar{f}_{sw2}	\bar{f}_{sw3}	\bar{f}_{sw}
Configuração 0		16,5	—	—	—	269,1
Configuração 1	SV-PWM	4,0	1	13,4	29,7	18,5
	LS-PWM	3,0	1	20,2	41,2	25,9
Configuração 2	SV-PWM	4,0	6,0	5,2	27,3	16,4
	LS-PWM	2,6	6,7	7,4	37,8	22,4

Comparando as configurações 1 e 2 entre si, em geral os resultados mostraram que elas estiveram bem próximas em questão de desempenho, i.e., distorção harmônica e perdas de potência. Então, a escolha entre uma opção ou a outra deve ser feita em termos de aplicação, custo e disponibilidade dos dispositivos específicos. Observe que a configuração 1, por empregar uma ponte a diodos, requer a utilização de menos drivers para os braços controlados e emprega diodos de baixa frequência, enquanto a configuração 2 precisa utilizar diodos rápidos nos braços híbridos. No entanto, a configuração 2 apresenta menos problemas de distorção nas formas de onda de tensão e corrente na passagem por zero, o que é benéfico para a redução da distorção harmônica.

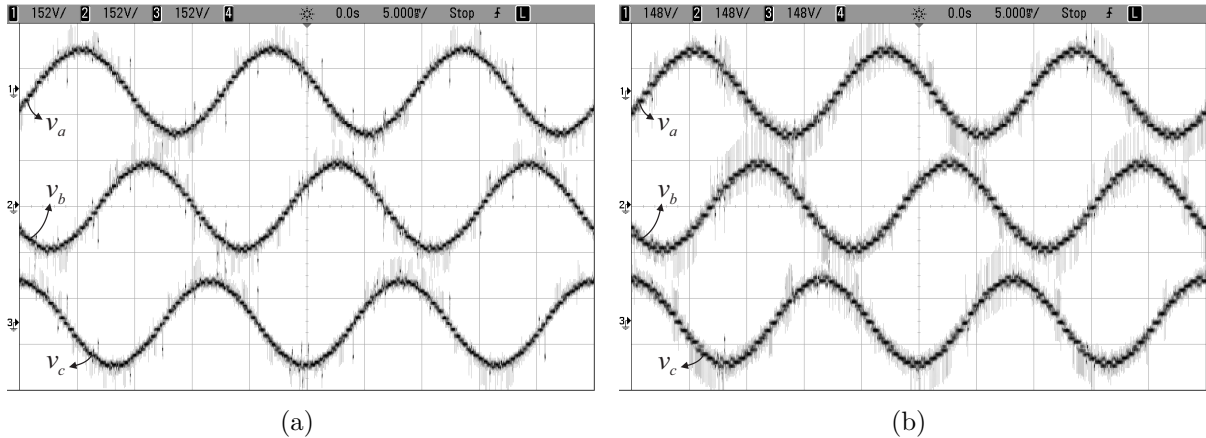
Figura 2.19 – Vistas da bancada utilizada na montagem experimental. (a) Vista frontal de um dos módulos da bancada. (b) Vista lateral do módulo, com destaque aos *drivers*. (c) Vista traseira da bancada, mostrando a placa do DSP e o sistema de proteção.



2.7 Resultados Experimentais

A montagem experimental dos conversores propostos foi feita em uma bancada composta por quatro módulos, cada um contendo quatro braços IGBT SEMIKRON SKM50GB123D de 2 níveis e uma ponte a diodos trifásica. Dentre os quatro braços IGBT de um módulo, dois são equipados com sensores de corrente, para medir a corrente entrando no ponto central. Além disso, cada braço da bancada é conectado ao seu respectivo *driver* e capacitor de barramento CC associado a um sensor de tensão. Na Figura

Figura 2.20 – Resultados experimentais. Tensões v_j para as configurações propostas utilizando LS-PWM. (a) Para a configuração 1. (b) Para a configuração 2.



2.19(a) é mostrada a vista frontal de um destes módulos, enquanto na Figura 2.19(b) é mostrada a vista lateral, onde podem-se ver os *drivers* de cada braço. A bancada ainda é equipada com mais quatro sensores de tensão e outros quatro de corrente para uso geral, um varivolt trifásico, e um microcontrolador DSP F28335, responsável por executar as rotinas de PWM e controle dos sistemas. A placa do DSP está localizada na parte traseira da bancada, como mostrado na Figura 2.19(c), e é conectada aos sensores, aos *drivers*, e a um microcomputador, onde é feita a programação do DSP. O sistema de proteção da bancada também está localizado na sua parte traseira. Outros elementos não destacados são as placas condicionadoras de sinal para o interfaceamento entre os sensores e o DSP, e os CIs com portas lógicas para gerar os sinais complementares para os IGBTs a partir dos sinais do DSP. Esta foi a mesma bancada utilizada no *setup* experimental dos capítulos seguintes.

Os resultados experimentais são mostrados da Figura 2.20 à 2.22 para as configurações propostas utilizando a técnica LS-PWM, considerando: $V_N = 100$ V, $P_N = 900$ W, $f_s = 60$ Hz, $E_s = 1$ p.u., $P_l = 1$ p.u., $v_{r,max} = 154$ V, $(v_{dc1}^*; v_{dc2}^*; v_{dc3}^*) = (168; 84; 28)$ V para a configuração 1 e $(114; 114; 38)$ V para a configuração 2, $\Delta v_{dc3}^* = 0,02$ (banda de histerese de 2%), $m_a = 0,75$ e $f_\Delta = 10$ kHz.

A Figura 2.20 mostra as tensões resultantes v_j em regime permanente para ambos os casos. Pôde ser observado que as configurações propostas forneceram perfis de tensão praticamente senoidais, semelhantes aos das simulações. Também pôde ser observado uma maior quantidade de níveis para a configuração 1, devido à maior assimetria entre as tensões CC v_{dc1} e v_{dc2} . Por outro lado, menos distorções na passagem por zero são percebidas na configuração 2.

Na Figura 2.21, as tensões v_{a10} , v_{a20} e v_{a3} , respectivamente das células 1, 2 e a3, são mostradas. Pode-se observar que seus perfis são muito semelhantes àqueles observados nas simulações. No caso experimental, a tensão v_{a3} é mostrada no lugar das tensões v_{a3p0}

Figura 2.21 – Resultados experimentais. Tensões de polo v_{a10} (canal 1), v_{a20} (canal 2) e v_{a3} (canal 3) das configurações propostas utilizando LS-PWM. (a) Para a configuração 1. (b) Para a configuração 2.

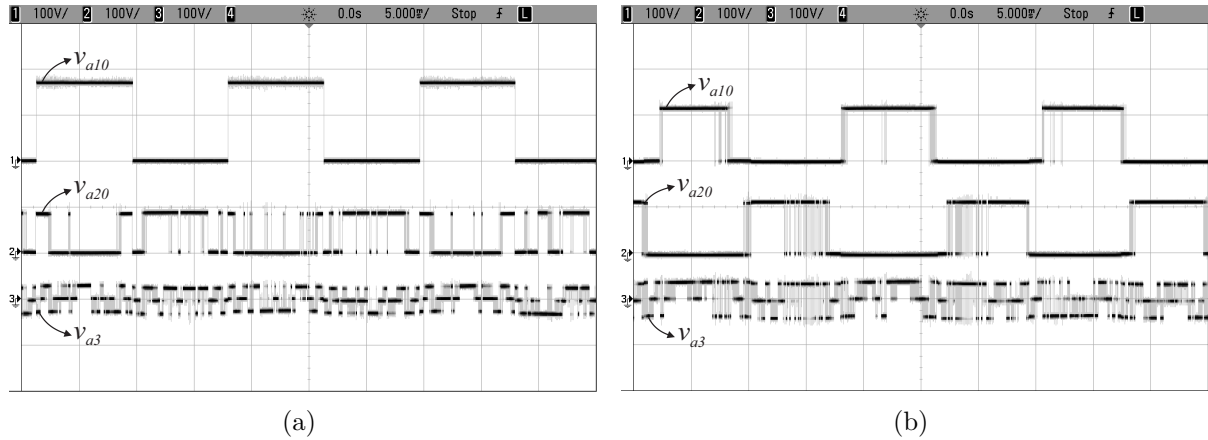
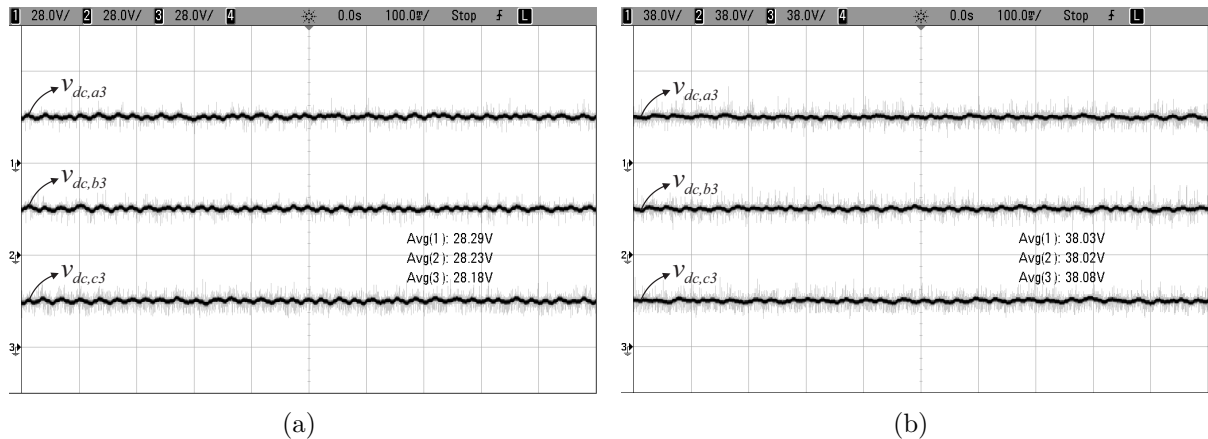


Figura 2.22 – Resultados experimentais. Tensões CC dos capacitores flutuantes $v_{dc,a3}$ (canal 1), $v_{dc,b3}$ (canal 2) e $v_{dc,c3}$ (canal 3), balanceadas utilizando o LS-PWM. (a) Para a configuração 1. (b) Para a configuração 2.



e v_{a3n0} . Fazendo a correspondência, é possível constatar que os braços das células $j3$ também tiveram maior frequência de chaveamento média nos experimentos.

Na Figura 2.22, as tensões $v_{dc,j3}$ dos capacitores flutuantes podem ser observadas. Considerando $v_{dc3}^* = 28$ V na configuração 1, e $v_{dc3}^* = 38$ V na configuração 2, pôde-se observar que elas foram efetivamente balanceadas de forma semelhante ao mostrado nas simulações, sendo mantidas dentro da banda de histerese de 2%.

2.8 Conclusões

Duas configurações de retificadores unidirecionais foram propostas neste capítulo. Estas configurações foram baseadas na conexão em cascata de duas pontes trifásicas de dois níveis com três pontes H (uma por fase), o que foi permitido pela configuração em *open-end* da fonte de tensão CA trifásica. Na configuração 1, uma das pontes de dois níveis

foi uma ponte a diodos, enquanto a outra foi uma ponte a IGBTs. Na configuração 2, ambas as pontes foram híbridas, com braços compostos de um diodo e um IGBT. Em ambas as configurações, as pontes H tinham braços com IGBTs e barramento CC com capacitores flutuantes, enquanto as pontes trifásicas eram conectadas a fontes CC, representando *links* CC controlados pelo lado da carga. Para regular os capacitores flutuantes, dois métodos foram propostos, um utilizando o SV-PWM com seleção de estado redundante, e outro utilizando o LS-PWM baseado na seleção da tensão de modo comum. Por meio dos resultados de simulação, pôde-se verificar a eficácia e equivalência entre os métodos de controle de capacitor flutuante propostos. Além disso, as simulações também mostraram que as configurações propostas puderam apresentar menor THD de corrente e WTHD de tensão com frequência de PWM fixa, assim como menores perdas nos semicondutores com THD de corrente fixo, se comparadas com a configuração convencional de dois níveis, o que as valida como alternativas multinível. Pela observação dos resultados experimentais também pode-se verificar a viabilidade das configurações propostas e a eficácia da técnica de regulação pelo LS-PWM. Assim, pode-se concluir que os objetivos desta primeira parte do trabalho foram atingidos.

3 Retificadores Trifásicos Assimétricos com Transformadores em Cascata

3.1 Introdução

No capítulo anterior, foram analisadas configurações de conversores CA-CC trifásicos unidirecionais empregando pontes H com capacitor flutuante. Dada a necessidade de regulação de tensão nesses capacitores, foram estudadas técnicas de PWM e controle específicas, desenvolvidas para essas topologias e com possível aplicação em casos semelhantes. Além disso, dada a limitação de graus de liberdade para regular todas as tensões CC, foi assumido que as cargas eram do tipo fonte de tensão, deixando o sistema de controle encarregado somente do capacitor flutuante. De fato, nos referidos casos ainda seria possível controlar uma dos barramentos CC com carga (da célula 1 ou 2) através da malha de corrente CA, mas até onde o estudo foi feito, não foi possível regular ambos.

Como já comentado, dificuldades semelhantes surgem em qualquer topologia multinível que utilize vários capacitores ou barramentos CC, e diversos métodos de controle são estudados na literatura, seja para a topologia grampeada por diodo (CHOI; LEE; LEE, 2014; CALLE-PRADO et al., 2015; HU et al., 2017; TAN et al., 2017), por capacitor flutuante (YUANG; STEMMLER; BARBI, 2001; WILKINSON; MEYNARD; MOUTON, 2006; SHUKLA; GHOSH; JOSHI, 2008; SHUKLA; GHOSH; JOSHI, 2011; MCGRATH; HOLMES, 2011; KHAZRAEI et al., 2012; MORITZ; BATSCHAUER, 2017), ou para a CHB (DU et al., 2006; LU; CORZINE, 2007; ROTELLA et al., 2009; VAZQUEZ et al., 2009; CORTES et al., 2010; NAMI et al., 2011; BUTICCHI et al., 2014). Assim, dificuldades operacionais podem surgir em função disto, junto com problemas de confiabilidade (WANG; BLAABJERG, 2014). Como alternativa, topologias utilizando transformadores em cascata no lugar de vários capacitores foram propostas na literatura (BANAEI; KHOUNJAHAN; SALARY, 2012; SANTOS JÚNIOR, 2012; AJAMI; FARAKHOR; ARDI, 2014; JAHAN; BANAEI; MOBARAKI, 2014; CARLOS; JACOBINA, 2017). Além de poderem servir como elementos de isolamento, esses transformadores permitem a geração de formas de onda multinível a partir de apenas um barramento CC, simplificando de forma considerável a operação e melhorando a confiabilidade das configurações. Obviamente, os transformadores geram componentes adicionais de perdas, o que deve ser levado em consideração na análise comparativa de desempenho.

Assim, neste capítulo três configurações generalizadas de retificadores PWM trifásicos multinível são apresentadas como alternativas com um único barramento, podendo ser vistas na Figura 3.1. Elas têm uma inspiração particular no conversor proposto em

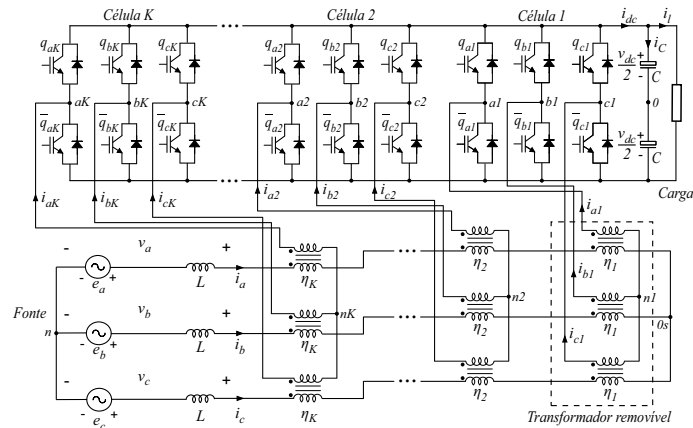
(SANTOS JÚNIOR, 2012), representando casos expandidos onde as configurações multinível apresentam um número indefinido de células em cascata, cada uma composta por uma ponte trifásica de dispositivos semicondutores de chaveamento e um transformador. Isto lhe confere algumas características melhoradas, como isolamento galvânica entre carga e fonte, melhor escalabilidade em tensão e potência, e tensões CA multinível com perfil melhorado, o que permite reduzir tanto as perdas como o estresse por chaveamento. Além disso, duas dentre as três configurações propostas são unidirecionais, onde diodos são utilizados no lugar de chaves controladas para redução de custos.

Já comparadas com as topologias semelhantes apresentadas em (MÉLLO, 2015), capítulo 3, e generalizadas em (MÉLLO; JACOBINA; SILVA, 2017), as configurações propostas são suas versões isoladas, empregando um transformador extra na primeira célula. Além da isolamento, isto oferece mais flexibilidade no projeto geral dos conversores, permitindo fazer mais facilmente a interface entre as partes CA e CC do sistema com valores nominais de tensão diferentes. Além disso, aqui são considerados projetos alternativos para as relações de espiras dos transformadores, fornecendo níveis intermediários de assimetria entre as células que não foram estudados anteriormente. Estes casos geram menos níveis de tensão do que os casos mais assimétricos, mas apresentam desempenho competitivo por um menor custo em potencial. Considerando que as configurações em (MÉLLO; JACOBINA; SILVA, 2017) são um caso particular das apresentadas aqui, o transformador da célula 1, destacado para cada caso na Figura 3.1, pode ser removido se a sua relação de espiras for 1:1. Neste caso, além de perder a isolamento galvânica, o projeto das relações de espiras dos outros transformadores não pode exigir um ganho particular de tensão entre os lados CA e CC com índice de modulação elevado.

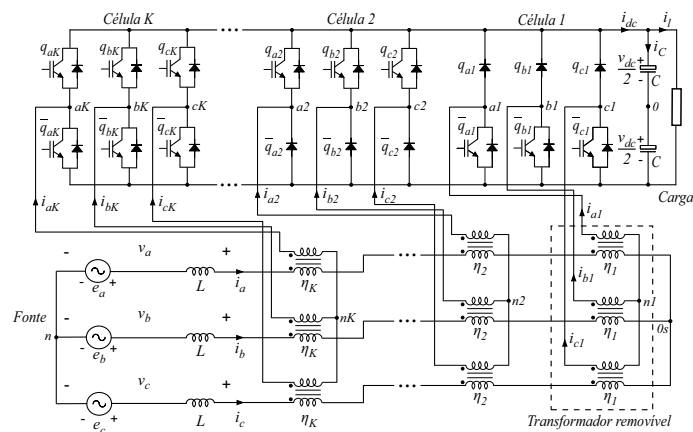
A configuração 1, mostrada na Figura 3.1(a), é a opção proposta bidirecional, onde todas as células são compostas por braços de IGBT de dois níveis. Sua versão com duas células e sem transformador na célula 1 é correspondente ao apresentado em (SANTOS JÚNIOR, 2012). Já a configuração 2, mostrada na Figura 3.1(b), é uma das opções unidirecionais propostas e tem as células 1 e 2 compostas por braços semicontrolados, i.e., braços de dois níveis compostos por um diodo e um IGBT. A configuração 3, mostrada na Figura 3.1(c), é a outra configuração unidirecional proposta, na qual a célula 1 é uma ponte a diodos trifásica. Nas generalizações, as células adicionais colocadas em cascata são pontes trifásicas de IGBTs associadas com transformadores trifásicos, de tal modo que na Figura 3.1 a célula K representa a K -ésima célula, para $K \geq 3$.

As topologias convencionais consideradas para comparação são também três. A primeira delas é o retificador PWM de dois níveis, composto por uma ponte trifásica de IGBTs, sendo portanto chamada de configuração 2L. As outras duas são topologias multinível: os retificadores PWM trifásicos NPC e ponte-H NPC (NPC-HB) (WU; LAU; CHUNG, 1999; CHENG; WU, 2007; ETXEBERRIA-OTADUI et al., 2008). Todas estas

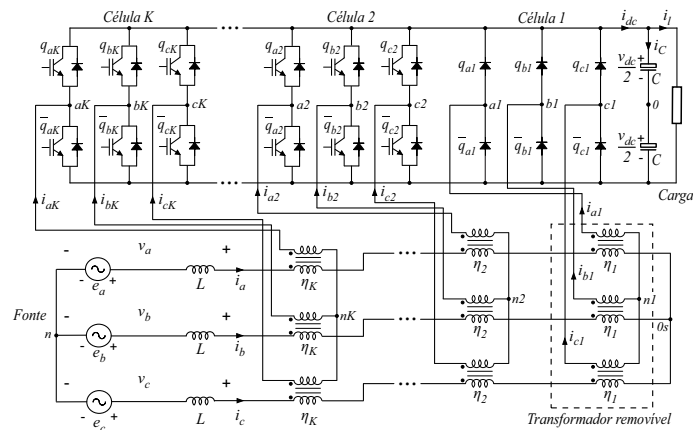
Figura 3.1 – Generalizações dos retificadores PWM isolados propostos. (a) Configuração 1, bi-direcional. (b) Configuração 2, unidirecional. (c) Configuração 3, unidirecional.



(a)



(b)

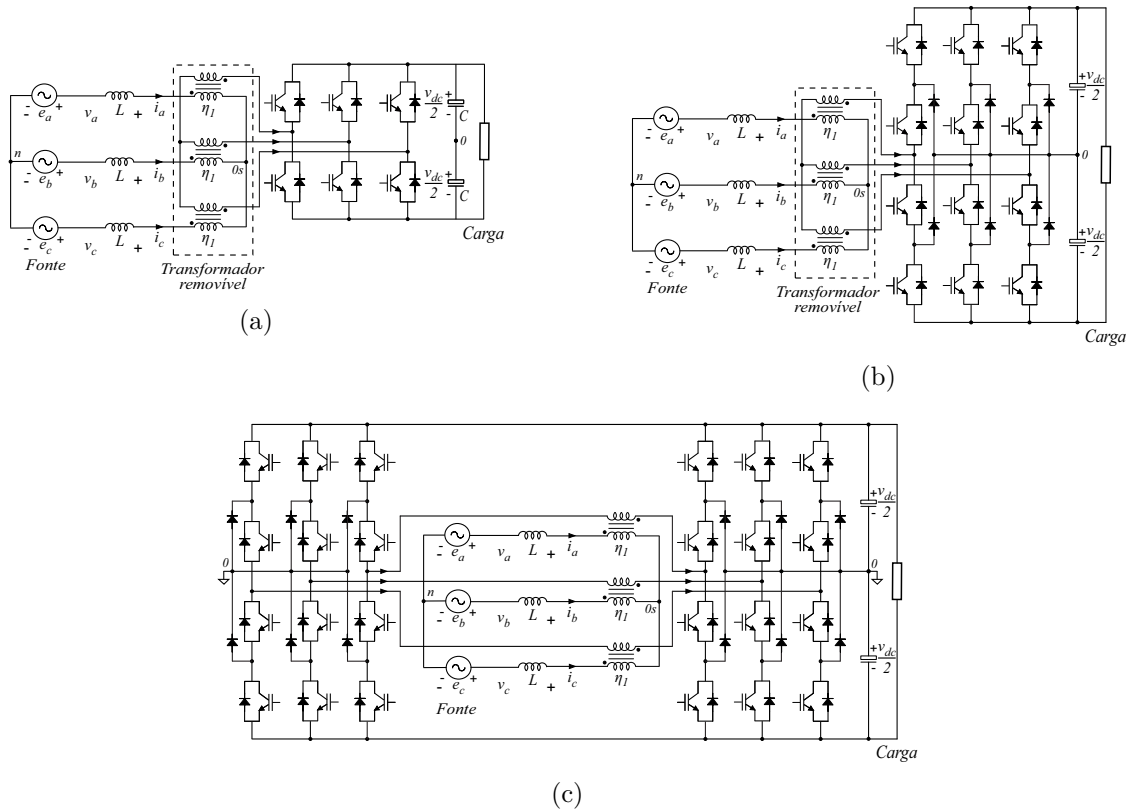


(c)

configurações são mostradas na Figura 3.2 em suas formas isoladas (com transformador), que são as consideradas para comparação.

Comparado com (MÉLLO, 2015; MÉLLO; JACOBINA; SILVA, 2017), o trabalho apresentado nesse capítulo oferece modelo de sistema generalizado e melhorado, além de um método de cálculo das relações de espiras aprimorado para as versões mais e me-

Figura 3.2 – Retificadores PWM trifásicos convencionais isolados. (a) Ponte IGBT de dois níveis (configuração 2L). (b) Configuração NPC, multinível. (c) Configuração NPC-HB, multinível.



nos assimétricas, e um exemplo de cálculo para um caso intermediário. Além disso, nas comparações por resultados de simulação, foram consideradas topologias propostas com duas e três células, onde vários casos de assimetria intermediária foram analisados entre si e frente às topologias convencionais. Estes resultados foram obtidos com níveis maiores de tensão e potência, e devido à isolamento entre carga e fonte, foi possível normalizar a tensão CC dos barramentos de todas as configurações no mesmo valor. Dados adicionais também foram analisados neste trabalho, como corrente e tensão dos dispositivos, potência dos transformadores, frequência média de chaveamento, e estimativa de perdas nos semicondutores e transformadores. Ainda em comparação com (MÉLLO, 2015; MÉLLO; JACOBINA; SILVA, 2017), os resultados de simulação também incluem além da configuração 2L, duas topologias convencionais multinível já citadas, a NPC e a NPC-HB, para demonstrar as vantagens das opções propostas também frente a outras opções multinível. Finalmente, os resultados experimentais também foram atualizados para validar e demonstrar o desempenho das configurações com duas células frente à configuração convencional 2L.

3.2 Modelo do Sistema

O modelo do sistema apresentado aqui é válido para todas as topologias propostas. Ele é primeiramente descrito em duas partes iniciais, onde são apresentadas as equações de tensão dos lados primário e secundário dos transformadores. Embora o fluxo de potência seja do lado CA para o lado CC, é considerado que os enrolamentos primários dos transformadores estão do lado CC, conectados diretamente aos semicondutores, enquanto os enrolamentos secundários são aqueles conectados em cascata do lado da fonte CA. Isto porque as tensões chaveadas pelos braços são impostas do lado CC e induzidas no lado CA. Assim, na última parte é apresentado o modelo resultante, onde todas as equações são refletidas ao lado secundário para produzir um circuito equivalente, e outras equações gerais dos circuitos também são apresentadas nessa parte.

3.2.1 Equações do lado primário

Considera-se daqui em diante $j = a, b, c$ como o subscrito que referencia às fases do sistema, e $k = 1, 2, \dots, K$ o subscrito que referencia às células, de modo semelhante ao que foi convencionado no capítulo anterior. Assim, a tensão v_{jk0} é a tensão de polo produzidas pelo braço jk , i.e., entre os nós jk e 0 do lado primário, este último sendo o ponto central do barramento CC. Como cada nó jk de uma célula está conectado a uma das fases de um transformador cujo primário é conectado em Y, são produzidas tensões v_{jkn} em cada enrolamento primário, e tensões de neutro v_{nk0} também são produzidas entre os pontos nk de cada transformador e o ponto de referência 0, de modo que

$$v_{jkn} = v_{jk0} - v_{nk0}. \quad (3.1)$$

Deste modo, considerando que os transformadores encontram-se sob condições equilibradas e que suas correntes i_{jk} são tais que $i_{ak} + i_{bk} + i_{ck} = 0$, tem-se também que $v_{akn} + v_{bkn} + v_{ckn} = 0$, de modo que as tensões de neutro v_{nk0} são dadas por

$$v_{nk0} = \frac{v_{ak0} + v_{bk0} + v_{ck0}}{3}. \quad (3.2)$$

As tensões de polo são dadas em função das variáveis binárias q_{jk} que indicam o estado de condução das chaves de cada célula. De acordo com a convenção adotada na Figura 3.1, $q_{jk} = 1$ indica que a chave correspondente está em condução, enquanto $q_{jk} = 0$ indicia que ela está em bloqueio. Além disso, $\bar{q}_{jk} = (1 - q_{jk})$. Então, v_{jk0} são tais que

$$v_{jk0} = (2q_{jk} - 1) \frac{v_{dc}}{2}. \quad (3.3)$$

Se a q_{jk} é o estado de um braço somente com IGBTs, então o estado é completamente controlado, sendo dado pela programação de um sistema PWM. Caso q_{jk} seja o estado de um braço híbrido, i.e., com um IGBT e um diodo, o estado é controlado durante

um semiciclo, e no outro ele é determinado em função do sinal da corrente i_j . No caso da configuração 2, por exemplo, para as células 1 e 2 esses estados são tais que

$$\begin{cases} q_{j1} = 0, & \text{se } i_j < 0 \\ q_{j2} = 1, & \text{se } i_j > 0. \end{cases} \quad (3.4)$$

Já no caso do estado q_{jk} ser referente a um braço de diodos, portanto não controlado, ele será dado unicamente em função do sinal da corrente i_j . Por exemplo, no caso da configuração 3, os estados da célula 1 são tais que

$$q_{j1} = \begin{cases} 0, & \text{se } i_j < 0 \\ 1, & \text{se } i_j > 0. \end{cases} \quad (3.5)$$

Por fim, as correntes i_{jk} dos semicondutores e enrolamentos primários são dadas por

$$i_{jk} = \eta_k i_j \quad (3.6)$$

onde η_k é o fator correspondente à relação de espiras $1:\eta_k$ do transformador da célula k , considerando seu modelo ideal.

3.2.2 Equações do lado secundário

Considerando ainda o modelo ideal dos transformadores, as tensões v_{jkn} aplicadas nos enrolamentos primários são induzidas nos secundários multiplicadas por η_k . Então, como os enrolamentos secundários são conectados em cascata, as tensões resultantes aplicadas do ponto de acoplamento comum (entre os indutores e os transformadores) ao neutro da fonte (nó n) são dadas por

$$v_j = \sum_{k=1}^K \eta_k v_{jkn} - v_{n0s} \quad (3.7)$$

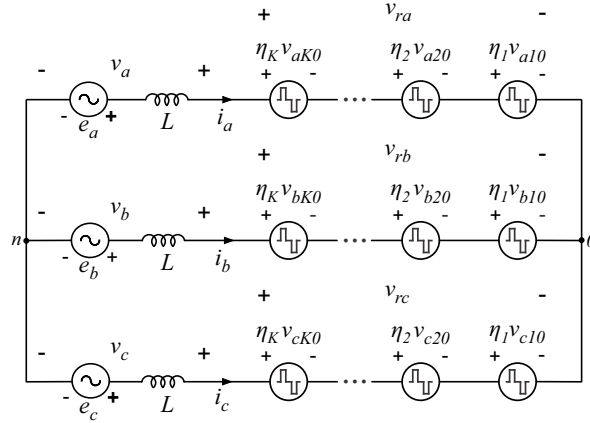
onde v_{n0s} é a tensão de neutro entre os nós n e $0s$, sendo este último o neutro do secundário do transformador da célula 1. Como $v_{akn} + v_{bkn} + v_{ckn} = 0$ e $e_a + e_b + e_c = 0$, tem-se $v_{n0s} = 0$, onde e_j são as tensões da fonte balanceada. Assim, substituindo (3.1) em (3.7), as tensões v_j podem ser dadas em função das tensões de polo por

$$v_j = \sum_{k=1}^K \eta_k (v_{jk0} - v_{nk0}). \quad (3.8)$$

3.2.3 Modelo resultante e circuito equivalente

Para tornas as equações mais compactas, um modelo resultante é desenvolvido refletindo todas as tensões de polo e neutro aos secundário. Assim, o somatório das tensões

Figura 3.3 – Circuito equivalente do modelo final das configurações propostas.



de dois níveis v_{jk0} refletidas gera uma tensão resultante multinível v_{rj} dada por

$$v_{rj} = \sum_{k=1}^K \eta_k v_{jk0}. \quad (3.9)$$

De modo semelhante, o somatório das tensões v_{nk0} refletidas também formam uma tensão de neutro virtual resultante v_n dada por

$$v_n = \sum_{k=1}^K \eta_k \left(\frac{v_{ak0} + v_{bk0} + v_{ck0}}{3} \right). \quad (3.10)$$

Então, substituindo (3.9) e (3.10) em (3.8), as tensões v_j podem ser reescritas de forma mais compacta como

$$v_j = v_{rj} - v_n \quad (3.11)$$

o que leva ao circuito equivalente mostrado na Figura 3.3. Observe que neste modelo, cada célula do conversor se torna um conjunto trifásico de tensões chaveadas de dois níveis, ponderadas pelas relações de espiras η_k e conectadas em cascata. Além disso, o ponto central 0 do barramento CC é refletido ao secundário, substituindo o ponto 0s original.

A fonte de potência do sistema proposto é modelada como uma fonte trifásica de tensão e_j , cujas correntes são i_j . Elas são conectadas em série com filtros indutivos de indutância L e resistência interna R , de tal modo que as correntes são dadas pela equação diferencial

$$L \frac{di_j}{dt} + Ri_j = e_j - v_j. \quad (3.12)$$

Além disso, se C é a capacitância de cada capacitor do barramento CC, v_{dc} é a tensão do barramento, e i_C é a corrente entrando nos terminais positivos dos capacitores, a dinâmica da tensão v_{dc} é dada pela equação diferencial

$$\frac{C}{2} \frac{dv_{dc}}{dt} = i_C = i_{dc} - i_l \quad (3.13)$$

onde i_{dc} é a corrente total que entra no *link* CC, fornecida pelas células do conversor, e i_l é a corrente da carga resistiva, de resistência R_l , de modo que elas são dadas respectivamente por

$$i_{conv} = \sum_{j=a}^c \sum_{k=1}^K (2q_{jk} - 1) i_{jkn} \quad (3.14)$$

$$i_{load} = \frac{v_{dc}}{R_l}. \quad (3.15)$$

3.3 Transformadores e Cálculo das Relações de Espiras

De um modo geral, diferentes critérios podem ser adotados para o projeto de transformadores, como redução de peso, volume, ou perdas. Como os sistemas propostos têm por objetivo a transferência de potência, a maior preocupação é com a redução das perdas, caso em que as diretrizes de projeto podem ser seguidas de acordo com (HURLEY; WOLFLE, 2013), onde as especificações necessárias, seleção de material, cálculo dos parâmetros, e estimação de perdas são detalhados. Em qualquer caso, uma das equações centrais no projeto é

$$N_{p,k} = \frac{V_{p,k}}{K_v f_s B_o A_m} \quad (3.16)$$

onde $N_{p,k}$ e $V_{p,k}$ são respectivamente o número de espiras e a tensão RMS no enrolamento primário do transformador da célula k , K_v é o fator de forma das tensões v_{jkn} aplicadas ao primário, f_s é a frequência fundamental, B_o é a densidade de fluxo no núcleo magnético, e A_m é a sua área efetiva de seção transversal. Assim, dado que $N_{p,k}$ é determinado por (3.16), o número de espiras $N_{s,k}$ do lado secundário de cada transformador k pode ser calculado por

$$N_{s,k} = \eta_k N_{p,k}. \quad (3.17)$$

Em (HURLEY; WOLFLE, 2013), as densidades ótimas de fluxo B_o no núcleo e de corrente J_o nos fios são determinadas para minimizar as perdas, fazendo parte do projeto da seção do núcleo e diâmetro dos fios. Detalhes em relação ao projeto dos transformadores não serão tratados nesse trabalho, mas (3.16) e (3.17) são usadas como base para a estimação das perdas por condução nos resultados de simulação, apresentados mais adiante, considerando que a resistência no enrolamento é proporcional ao número de espiras. Além disso, nesta estimação é considerado que todos os fios possuem a mesma densidade de corrente J_o , de modo que a área de seção transversal deles varia de forma proporcional à corrente nominal, fazendo a resistência variar de forma inversamente proporcional.

Já o projeto das relações de espiras η_k é tratado em detalhes, uma vez que são fundamentais para a produção das tensões resultantes v_{rj} e v_j , além de serem determinantes na definição da assimetria entre as células, tendo portanto função análoga às relações de tensão CC entre as células das topologias propostas no capítulo anterior. Deste modo, o

projeto proposto aqui é pautado em três aspectos principais. O primeiro é o número de níveis N_{lvl} produzido em v_{rj} , definida em (3.9). O critério de projeto ótimo segundo este aspecto é aquele que maximiza N_{lvl} , uma vez que o aumento do número de níveis provoca a diminuição da distorção harmônica de v_{rj} , e conseqüentemente de v_j . O segundo aspecto é o nível de assimetria entre as células do conversor, i.e., o quão semelhante elas são entre si em termos de potência processada e valores nominais de tensão e corrente. Considerando somente este último aspecto, idealmente deseja-se ter as células o mais simétricas possíveis, melhorando a escalabilidade em potência e tensão, e aumentando a tolerância a falhas. Estes dois aspectos são antagônicos, porque para aumentar N_{lvl} é necessário aumentar também a assimetria entre as células, de modo que o N_{lvl} máximo é alcançado também para a assimetria máxima, que faz os transformadores e semicondutores de cada célula terem valores nominais bastante diferentes e serem submetidos a estresses por chaveamento distintos. Por outro lado, o projeto de relação de espiras mais simétrico faz com que todos os componentes sejam semelhantes e distribui o processamento de potência de modo mais uniforme, mas faz com que N_{lvl} seja mínimo, o que aumenta a distorção harmônica e pode causar um aumento no tamanho dos filtros ou da frequência de chaveamento dos semicondutores. Por fim, o último aspecto considerado no projeto é o ganho de tensão entre os lados CA e CC do sistema, que permite fazer a interface entre fonte CA e carga CC com índice de modulação (m_a) elevado no conversor.

Para realizar o projeto, deve-se então definir primeiramente o ganho de tensão entre os lados CA e CC que concorda com os requisitos de tensão da carga e da fonte, segundo um índice de modulação m_a alto (entre 0,8 e 1). Na sequência, deve-se verificar se há algum requisito específico de simetria no projeto, seja por motivos de distribuição de potência, tolerância a falhas, ou escalabilidade, por exemplo. Caso haja, estabelecem-se as restrições e dentro delas tenta-se definir por inspeção as relações de espiras que permitem alcançar o maior número de níveis uniformemente distribuídos, o que irá levar a um projeto de assimetria intermediária, ou de simetria completa entre todas as células, em último caso. Se não houver restrição de simetria, em geral deve-se fazer o projeto de assimetria máxima, para diminuir a distorção harmônica e a frequência de chaveamento global. As ferramentas e diretrizes gerais de projeto serão desenvolvidas logo adiante, e os projetos de assimetria máxima e mínima serão detalhados para cada configuração proposta.

Em todas as configurações, considera-se que as células estão ordenadas de tal modo que $\eta_{k+1} \leq \eta_k$. Assim, se o cálculo de η_k é feito para fornecer o máximo N_{lvl} em cada caso, estas configurações são consideradas as mais assimétricas. Por outro lado, se o cálculo é feito para favorecer a simetria, de modo que $\eta_1 = \eta_2 = \dots = \eta_K = \eta$, então elas são chamadas de simétricas. Entre esses dois casos limítrofes existem uma infinidade de possibilidades, que crescem em progressão geométrica à medida que o número de células aumenta. Estas são chamadas de configurações assimétricas intermediárias, e podem ser interessantes

Figura 3.4 – Geração de níveis para o projeto mais assimétrico da configuração 1 com três células.

Níveis da célula 1	Níveis da célula 2	Níveis das células 1 + 2	Níveis da célula 3	Níveis das células 1 + 2 + 3
	$\eta_1 v_{dc}/4$	$3\eta_1 v_{dc}/4$	$\eta_1 v_{dc}/8$	$7\eta_1 v_{dc}/8$
$\eta_1 v_{dc}/2$			$-\eta_1 v_{dc}/8$	$5\eta_1 v_{dc}/8$
	$-\eta_1 v_{dc}/4$	$\eta_1 v_{dc}/4$		$3\eta_1 v_{dc}/8$
				$\eta_1 v_{dc}/8$
		$-\eta_1 v_{dc}/4$		$-\eta_1 v_{dc}/8$
$-\eta_1 v_{dc}/2$				$-3\eta_1 v_{dc}/8$
				$-5\eta_1 v_{dc}/8$
		$-3\eta_1 v_{dc}/4$		$-7\eta_1 v_{dc}/8$

quando deseja-se aliar os benefícios das configurações mais assimétricas, que reduzem ao mínimo as distorções harmônicas e a frequência de chaveamento, com os das simétricas, que distribuem melhor o processamento de potência e o estresse de chaveamento.

Assim, em qualquer dos casos propostos há particularidades a serem observadas no projeto devido a limitações impostas pelas topologias, sobretudo nas configurações 2 e 3 que empregam diodos em substituição a IGBTs. Na configuração 1, a utilização de IGBTs em todos os braços não impõe nenhuma restrição com relação aos estados de condução, o que a torna a opção com mais possibilidades de projetos. No limite, é possível projetar os η_k para que cada combinação de estados corresponda a um nível distinto de v_{rj} . Isto é alcançado se $\eta_{k+1} = \eta_k/2$, de modo que cada tensão de polo da célula $k + 1$ tenha metade da amplitude daquelas da célula k , quando refletidas ao primário, o que gera $N_{lvl} = 2^K$ níveis. Isto ocorre porque, partindo de uma única célula que gera apenas dois níveis, cada célula adicional permite a geração de outros dois níveis a partir daqueles produzidos pelas células anteriores, duplicando a quantidade de níveis a cada estágio, como ilustrado na Figura 3.4, onde os níveis de tensão em cada estágio da cadeia são mostrados em função de η_1 e v_{dc} .

A configuração 2, por outro lado, é a mais limitada porque emprega diodos nas células 1 e 2, de modo que é necessária uma simetria entre elas, uma vez que o grampeamento dos estados é feito na célula 1 para $v_{rj}^* < 0$ ($q_{j1} = 0$) e na célula 2 quando $v_{rj}^* > 0$ ($q_{j2} = 1$). Assim:

- Para a configuração 2:

$$\eta_1 = \eta_2. \quad (3.18)$$

Por outro lado, a configuração 3 apresenta uma limitação menos restritiva. Como neste caso os grampeamentos de estados são feitos sempre na célula 1 nos dois semiciclos,

Figura 3.5 – Geração de níveis para o projeto mais assimétrico da configuração 2 com três células.

Níveis da célula 1	Níveis da célula 2	Níveis das células 1 + 2	Níveis da célula 3	Níveis das células 1 + 2 + 3
	$\eta_1 v_{dc}/2$	$\eta_1 v_{dc}$	$\eta_1 v_{dc}/4$	$5\eta_1 v_{dc}/4$
			$-\eta_1 v_{dc}/4$	$3\eta_1 v_{dc}/4$
$\eta_1 v_{dc}/2$				$\eta_1 v_{dc}/4$
	$-\eta_1 v_{dc}/2$	0		$-\eta_1 v_{dc}/4$
$-\eta_1 v_{dc}/2$				$-3\eta_1 v_{dc}/4$
		$-\eta_1 v_{dc}$		$-5\eta_1 v_{dc}/4$

os η_k devem ser projetados para que hajam redundâncias de estados tais que $q_{j1} = 0$ se $v_{rj}^* < 0$ e $q_{j1} = 1$ se $v_{rj}^* > 0$, o que é alcançado quando

- Para a configuração 3:

$$\eta_1 \leq \sum_{k=2}^K \eta_k. \quad (3.19)$$

Assim, para alcançar o máximo número de níveis nas configurações 2 e 3, o projeto das relações de espiras deve seguir o mesmo princípio configuração 1, mas obedecendo as restrições descritas, i.e., deve-se estabelecer $\eta_{k+1} = \eta_k/2$ para $k \geq 2$, a aplicar as restrições definidas em (3.18) e (3.19) para definir η_1 e η_2 . Em particular, na configuração 3 deve-se ter que $\eta_1 = \sum_{k=2}^K \eta_k$ para garantir a máxima assimetria, proporcionando mais níveis de tensão. As Figuras 3.5 e 3.6 ilustram como os níveis são produzidos para estes casos, considerando o projeto para três células em cascata. É possível perceber que, ao contrário das configurações 1 e 2, a configuração 3 apresenta distribuição não uniforme de níveis em estágios intermediários da cadeia. Isto significa que esta configuração depende do arranjo completo de células para operar adequadamente, o que na prática diminui sua tolerância a falhas.

Assim, generalizando para K células em cascata, o cálculo das relações de espiras para operação mais assimétrica pode ser feito de modo normalizado, tal que:

- Para a configuração 1:

$$\eta_k = \bar{A}_\eta \cdot 2^{(K-k)} \quad (3.20)$$

$$N_{lvl} = 2^K. \quad (3.21)$$

Figura 3.6 – Geração de níveis para o projeto mais assimétrico da configuração 3 com três células.

Níveis da célula 1	Níveis da célula 2	Níveis das células 1 + 2	Níveis da célula 3	Níveis das células 1 + 2 + 3
	$\eta_1 v_{dc}/3$	$5\eta_1 v_{dc}/6$	$\eta_1 v_{dc}/6$	$\eta_1 v_{dc}$
			$-\eta_1 v_{dc}/6$	$4\eta_1 v_{dc}/6$
$\eta_1 v_{dc}/2$				$2\eta_1 v_{dc}/6$
	$-\eta_1 v_{dc}/3$	$\eta_1 v_{dc}/6$		0
		$-\eta_1 v_{dc}/6$		$-2\eta_1 v_{dc}/6$
$-\eta_1 v_{dc}/2$				$-4\eta_1 v_{dc}/6$
		$-5\eta_1 v_{dc}/6$		$-\eta_1 v_{dc}$

- Para a configuração 2:

$$\eta_1 = \bar{A}_\eta \cdot 2^{(K-2)} \quad \eta_k = \bar{A}_\eta \cdot 2^{(K-k)} \Big|_{k \geq 2} \quad (3.22)$$

$$N_{lvl} = 2^K - 2^{(K-2)}. \quad (3.23)$$

- Para a configuração 3:

$$\eta_1 = \bar{A}_\eta \cdot (2^{(K-1)} - 1) \quad \eta_k = \bar{A}_\eta \cdot 2^{(K-k)} \Big|_{k \geq 2} \quad (3.24)$$

$$N_{lvl} = 2^K - 1. \quad (3.25)$$

O termo \bar{A}_η é um fator de ganho normalizado, definido para qualquer caso de simetria de modo que $\eta_K/\bar{A}_\eta = 1$ e tal que

$$\bar{A}_\eta = \frac{2A_\eta}{N_{lvl} - 1} \quad (3.26)$$

onde A_η é um parâmetro que define o ganho resultante de tensão do lado CC para o lado CA, i.e., é o fator de multiplicação que age sobre as tensões v_{rj} e v_j em relação à tensão do barramento CC, de modo que o nível máximo de v_{rj} , chamado de $v_{r,max}$, seja dado por

$$v_{r,max} = A_\eta v_{dc}. \quad (3.27)$$

Observe que, de acordo com (3.27), o parâmetro A_η é responsável junto com a tensão v_{dc} do barramento CC por definir o nível máximo de tensão do conversor ($v_{r,max}$).

Então, este parâmetro torna-se importante para fazer o casamento entre as tensões nominais do lado CA, definidas pelas tensões da fonte e_j , com aquelas do lado CC, definidas pela tensão da carga v_{dc} , de modo a garantir um índice de modulação m_a elevado para o conversor. Isto porque, dados e_j e v_{dc} , e considerando que v_j^* é uma senoide cujo valor de pico V_p^* é próximo daquele de e_j , m_a é dado por

$$m_a = \frac{2V_p^*}{\sqrt{3}v_{r,max}} \approx \frac{2E_p}{\sqrt{3}v_{r,max}} \quad (3.28)$$

onde E_p é o valor de pico de e_j . Assim, percebe-se que m_a pode ser elevado ajustando $v_{r,max}$ por meio de A_η durante o projeto das relações de espiras, o que diminui a distorção harmônica.

Comparando as configurações 2 e 3 com a 1 no projeto mais assimétrico, é perceptível que a configuração 2 produz cada vez menos níveis à medida que o número de células aumenta, ao passo que a configuração 3 produz sempre 1 nível a menos. Isto se deve a sua maior restrição no projeto, que impõe $\eta_1 = \eta_2$.

Por outro lado, para um projeto simétrico, a condição $\eta_1 = \eta_2 = \dots = \eta_K = \eta$ atende automaticamente às restrições (3.18) e (3.19), e a quantidade de níveis geradas em cada caso é a mesma. Assim, neste caso tem-se para todas as configurações que

$$\eta_k = \eta = \bar{A}_\eta \quad (3.29)$$

$$N_{lvl} = K + 1. \quad (3.30)$$

Já para os casos de assimetria intermediária, apesar deles serem infinitos de uma perspectiva generalizada, é possível definir casos de interesse e a partir deles estabelecer métodos de cálculo semelhantes aos limítrofes. Por exemplo, considere o caso em que deseja-se que todas as células a partir da terceira sejam simétricas, i.e., $\eta_k = \eta$ para $k \geq 3$. Neste caso, é desejado calcular η_1 , η_2 e η para maximizar N_{lvl} . Então, os η_k e N_{lvl} correspondentes podem ser definidos por:

- Para a configuração 1:

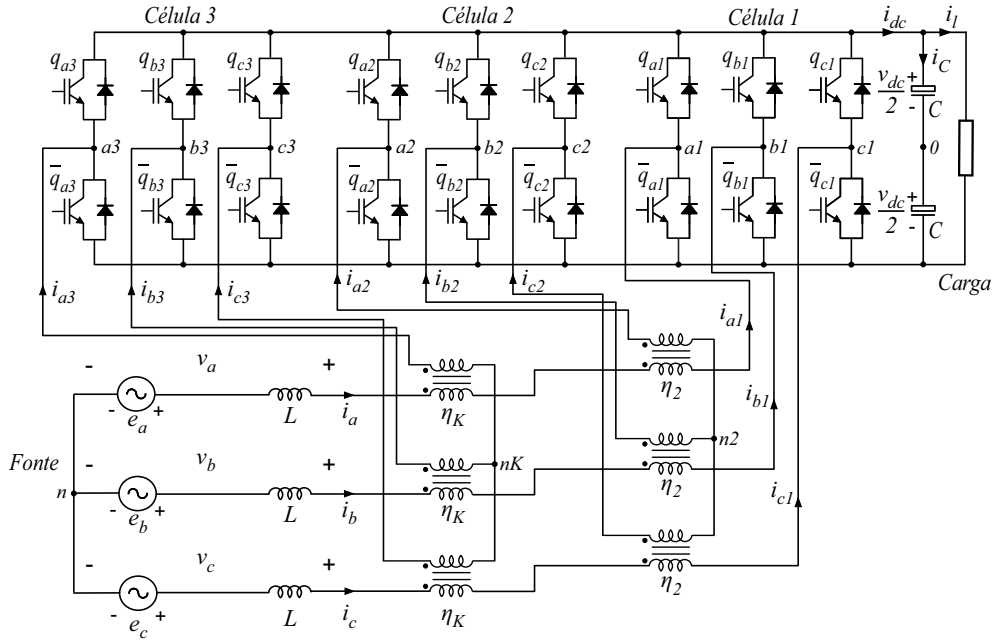
$$\eta_1 = \bar{A}_\eta \cdot 2(K - 1) \quad \eta_2 = \bar{A}_\eta \cdot (K - 1) \quad \eta = \bar{A}_\eta \quad (3.31)$$

$$N_{lvl} = 4(K - 1). \quad (3.32)$$

- Para a configuração 2:

$$\eta_1 = \eta_2 = \bar{A}_\eta \cdot (K - 1) \quad \eta = \bar{A}_\eta \quad (3.33)$$

Figura 3.7 – Configuração 1 com três células e redução de transformador na célula 1.



$$N_{lvl} = 3(K - 1). \quad (3.34)$$

- Para a configuração 3:

$$\eta_{l1} = \bar{A}_\eta \cdot [2(K - 1) - 1] \quad \eta_{l2} = \bar{A}_\eta \cdot (K - 1) \quad \eta = \bar{A}_\eta \quad (3.35)$$

$$N_{lvl} = 4(K - 1) - 1. \quad (3.36)$$

Para este projeto de assimetria intermediária, percebe-se que o número de níveis gerados por célula é maior do que no caso simétrico, mas ainda sim é consideravelmente menor do que o mais assimétrico. No entanto, ele representa um exemplo que gera desempenho superior ao caso simétrico em termos de distorção harmônica, e que também oferece uma escalabilidade superior ao caso mais assimétrico, já que as células adicionais são sempre iguais.

Por fim, é importante destacar a possibilidade de se reduzir por 1 a quantidade de transformadores nas configurações propostas. Para isto, o projeto é feito primeiro assumindo que $\eta_X = 1$, em que X é a célula cujo transformador deseja-se eliminar. Então, \bar{A}_η é calculado em função de η_X , e os outros η_k são calculados em função do \bar{A}_η determinado. Caso a célula X esteja no meio da cadeia ($X > 1$), ela deve ser movida para o início e a topologia é alterada pela abertura do ponto neutro $0s$ e conexão da célula X neste ponto. Caso a célula X seja a primeira ($X = 1$), o mesmo é feito, com a diferença que ela já está no início. Um exemplo para a configuração 1, com $X = 1$ e $K = 3$ é mostrado na Figura 3.7. O caso mais vantajoso de emprego desta técnica é de

fato para a célula 1, pois esta é a que processa mais potência e que portanto tem o maior transformador. No entanto, em qualquer caso a isolamento galvânica é perdida, além de que a capacidade de se projetar A_η em função do índice de modulação desejado é perdida, o pode fazer com que o conversor opere com baixo m_a .

3.4 Técnica PWM

A técnica PWM empregada para todas as configurações deste capítulo e dos próximos é a com portadora deslocada em nível (LS-PWM). A notação e implementação utilizada aqui é muito semelhante às mostradas na seção 2.5 do capítulo 2, de modo que uma explicação mais detalhada é omitida com relação aos pontos comuns. A LUT que relaciona os níveis de v_{rj} com as palavras binárias Q_j é construída da mesma forma, considerando que

$$Q_j = (q_{j1}q_{j2}q_{j3}\dots q_{jK}). \quad (3.37)$$

Além disso, as tensões de referência v_{rj}^* são calculadas também da mesma forma, tal que

$$v_{rj}^* = v_j^* + v_n^*. \quad (3.38)$$

Então, a principal diferença do LS-PWM empregado aqui é a forma de se determinar v_n^* . Enquanto no capítulo 2 o v_n^* era definido por um método que permitia a regulação dos barramentos a capacitor flutuante, aqui não há essa preocupação, de modo que a escolha de v_n^* é livre dentro de seus limites mínimo ($v_{n,min}^*$) e máximo ($v_{n,max}^*$). A determinação desses limites também é semelhante à já mostrada, de modo que

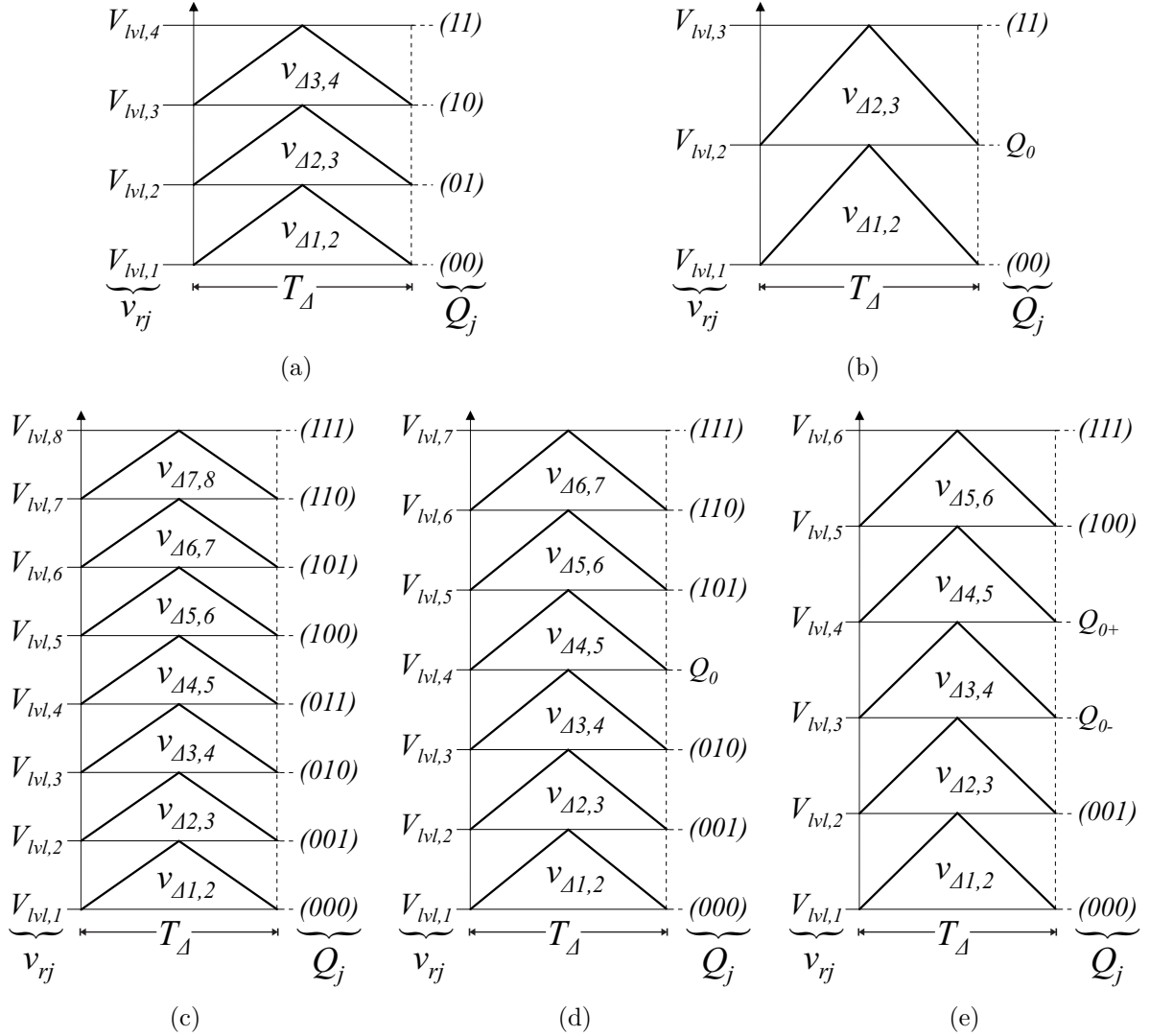
$$\begin{aligned} v_{n,min}^* &= -v_{r,max}^* - \min\{v_a^*, v_b^*, v_c^*\} \\ v_{n,max}^* &= v_{r,max}^* - \max\{v_a^*, v_b^*, v_c^*\}. \end{aligned} \quad (3.39)$$

Assim, é definido um fator de ponderação μ_n para determinar o valor de v_n^* em função desses limites, tal que $0 \leq \mu_n \leq 1$. Assim, $v_n^* = v_{n,min}^*$ se $\mu_n = 0$, e $v_n^* = v_{n,max}^*$ se $\mu_n = 1$, de modo que

$$v_n^* = (1 - \mu_n)v_{n,min}^* + \mu_n v_{n,max}^*. \quad (3.40)$$

Observe que μ_n é uma variável contínua, de modo que v_n^* pode assumir valores intermediários. Normalmente define-se $\mu_n = 0,5$, o que garante simetria entre os semiciclos negativo e positivo das referências v_{rj}^* . Este método para determinar v_n^* é também conhecido como injeção de terceira harmônica (SILVA; SANTOS JÚNIOR; JACOBINA, 2011; TRZYNADLOWSKI, 1988; BUJA; INDRI, 1975), e possibilita elevar o valor máximo das referências v_j^* de $v_{r,max}^*$ para $(2/\sqrt{3})v_{r,max}^*$, razão pela qual o índice de modulação m_a é definido tal qual em (3.28).

Figura 3.8 – Distribuição de portadoras e níveis com estados de chaveamento correspondentes para diferentes casos de configurações propostas. (a) Para a configuração 1 com $K = 2$ e $(\eta_1, \eta_2) = \bar{A}_\eta(2, 1)$ (4 níveis). (b) Para as configurações 1, 2 e 3 com $K = 2$ e $(\eta_1, \eta_2) = \bar{A}_\eta(1, 1)$ (3 níveis). (c) Para a configuração 1 com $K = 3$ e $(\eta_1, \eta_2, \eta_3) = \bar{A}_\eta(4, 2, 1)$ (8 níveis). (d) Para as configurações 1 e 3 com $K = 3$ e $(\eta_1, \eta_2, \eta_3) = \bar{A}_\eta(3, 2, 1)$ (7 níveis). (e) Para as configurações 1, 2 e 3 com $K = 3$ e $(\eta_1, \eta_2, \eta_3) = \bar{A}_\eta(2, 2, 1)$ (6 níveis).



Uma vez que v_{rj}^* são determinadas, a comparação com as portadoras $v_{\Delta d,u}$ e mapeamento dos estados Q_j correspondentes é feito exatamente da mesma forma como descrito na subseção 2.5.1. Na Figura 3.8 são mostrados alguns exemplos de distribuição de portadoras e níveis com estados de chaveamento correspondentes, para vários casos das configurações propostas. Observe que Q_0 representa estados redundantes no nível $v_{rj} = 0$, de tal modo que, para $K = 2$ tem-se

$$Q_0 = \begin{cases} (01), & \text{se } v_{rj}^* < 0 \text{ nas configurações 1 e 3} \\ (10), & \text{se } v_{rj}^* > 0 \text{ nas configurações 1 e 3} \\ (01), & \text{na configuração 2} \end{cases}$$

e para $K = 3$

$$Q_0 = \begin{cases} (011), & \text{se } v_{rj}^* < 0 \\ (100), & \text{se } v_{rj}^* > 0. \end{cases}$$

Já Q_{0-} e Q_{0+} representam respectivamente estados redundantes nos níveis imediatamente inferior e superior a 0, de modo que para $K = 3$ tem-se

$$Q_{0-} = \begin{cases} (010), & \text{se } v_{rj}^* < 0 \text{ nas configurações 1 e 3} \\ (100), & \text{se } v_{rj}^* > 0 \text{ nas configurações 1 e 3} \\ (010), & \text{na configuração 2} \end{cases}$$

$$Q_{0+} = \begin{cases} (011), & \text{se } v_{rj}^* < 0 \text{ nas configurações 1 e 3} \\ (101), & \text{se } v_{rj}^* > 0 \text{ nas configurações 1 e 3} \\ (011), & \text{na configuração 2.} \end{cases}$$

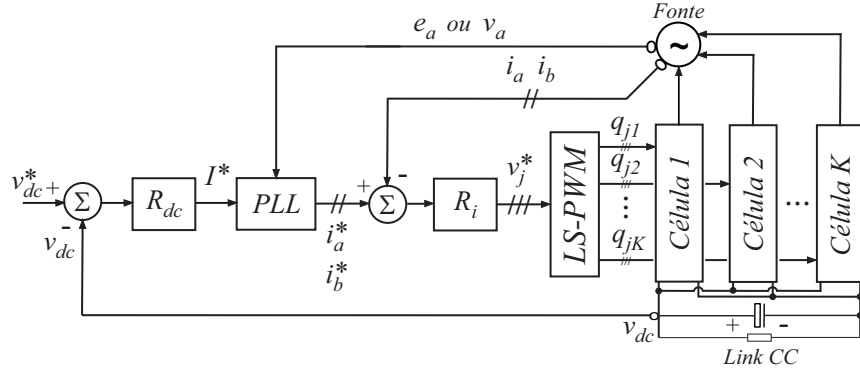
3.5 Estratégia de Controle

Para regular a tensão v_{dc} do barramento CC de todas as configurações propostas, foi utilizado um esquema de controle em cascata, cujos diagramas de blocos são mostrados na Figura 3.9. A descrição que segue pode ser referida a qualquer um deles, sendo feita a distinção apenas quando for pertinente.

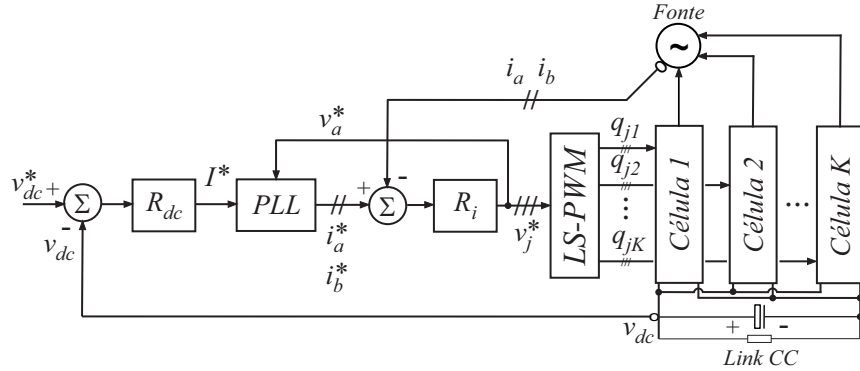
A malha de controle externa emprega um controlador PI, representado pelo bloco R_{dc} , responsável por gerar a referências de amplitude I^* das correntes trifásicas. A lógica desta ação de controle é que, por exemplo, se v_{dc} precisa ser aumentada (erro positivo) as correntes devem ser também aumentadas, fazendo com que mais carga seja entregue ao barramento CC e causando o conseqüente aumento de v_{dc} pelo carregamento dos capacitores e aumento da corrente em R_l . Caso v_{dc} precise ser diminuída, a ação contrária será realizada pela introdução de um erro negativo no controlador.

Na malha interna do sistema é feito o controle das correntes i_j . Como o sistema é de três fios, apenas duas correntes precisam ser ativamente controladas. Assim, dada a amplitude I^* , as referências i_a^* e i_b^* são geradas pelo bloco PLL em sincronia com as tensões do sistema trifásico. Um PLL monofásicos (o mesmo utilizado no capítulo 2) é utilizado para isso assumindo que o sistema é balanceado. O esquema de PLL padrão é mostrado na Figura 3.9(a), e pode sincronizar i_a^* tanto com a tensão e_a como com a v_a . A sincronia com e_a gera fator de potência unitário na fonte CA, e é possível apenas para configuração 1. Para as configurações 2 e 3, é necessário sincronizar com v_a para obter fator de potência unitário no conversor devido à utilização de diodos. Alternativamente, também é possível sincronizar i_a^* com a referências de tensão v_a^* , economizando o sensor da malha de PLL. Este método é ilustrado na Figura 3.9(b) e foi utilizado nos resultados de simulação e experimentais, apresentando bons resultados.

Figura 3.9 – Diagramas de controle para as configurações propostas. (a) Sistema padrão, utilizando sensor de tensão na malha de PLL. (b) Sistema modificado, sem sensor na malha de PLL.



(a)



(b)

Em qualquer dos casos, i_b^* é obtida defasando o ângulo de i_a^* em -120° , e estas duas referências alimentam a malha interna de controle, que utiliza dois controladores PI ressonantes iguais aos empregados no capítulo 2, representados pelo bloco R_i . Estes controladores geram as referências v_j^* [$v_c^* = -(v_a^* + v_b^*)$] que vão para o módulo LS-PWM, que realiza o chaveamento para sintetizar as tensões resultantes v_j . A lógica da ação de controle da malha interna pode ser entendida observando (3.12), reescrita em termos fasoriais como

$$\vec{I}_j = \frac{\vec{E}_j - \vec{V}_j}{Z} \quad (3.41)$$

onde \vec{I}_j , \vec{E}_j e \vec{V}_j são respectivamente os fasores de i_j , e_j e v_j , e Z é a impedância devido a R e L . Como \vec{E}_j e Z são fixos, a regulação de \vec{I}_j é feita por meio de \vec{V}_j . A impedância Z é tipicamente muito pequena, de modo que \vec{V}_j assume valores próximos de \vec{E}_j em regime permanente, sobretudo para fatores de potência elevados.

3.6 Resultados de Simulação

As simulações foram feitas no PSIM, e os dados foram processados no MATLAB para gerar gráficos e tabelas, como no capítulo anterior. Os resultados foram obtidos

para as configurações propostas com duas ($K = 2$) e três ($K = 3$) células, e para as configurações convencionais 2L, NPC e NPC-HB, considerando os seguintes parâmetros:

- $T_h = 1 \mu\text{s}$ (passo de cálculo);
- $V_N = 220 \text{ V}$ (tensão RMS de base por fase);
- $P_N = 7,2 \text{ kW}$ (potência trifásica de base);
- $f_s = 60 \text{ Hz}$ (frequência da fonte de tensão CA);
- $E_s = 1 \text{ p.u.}$ (tensão da fonte CA);
- $P_l = 1 \text{ p.u.}$ (potência nominal da carga);
- $X^{pu} = 0,131 \text{ p.u.}$ (reatância dos indutores de acoplamento);
- $R^{pu} = 0,005 \text{ p.u.}$ (resistência dos indutores de acoplamento);
- $C = 2,2 \text{ mF}$ (capacitância do barramento CC);
- $v_{dc}^* = 1,2 \text{ kV}$;
- $A_\eta = 1/4$;
- $v_{r,max} = 300 \text{ V}$;
- $m_a = 0,88$ (índice de modulação em amplitude do conversor);
- $f_\Delta = 10 \text{ kHz}$.

Vários casos de assimetria intermediária das configurações propostas foram avaliados a partir dos resultados obtidos, sobretudo para $K = 3$, o que permitiu verificar como diferentes projetos impactam no desempenho dos conversores. Na Tabela 3.1 são mostradas as relações de espiras e a quantidade de níveis gerados para cada caso simulado. Uma notação em função do número de níveis gerados por cada opção foi usada para fazer referência aos vários casos de assimetria. Por exemplo, para $K = 3$, como a opção mais assimétrica da configuração 1 produziu $N_{lvl} = 8$, ela foi chamada de configuração 1-8L, enquanto a opção intermediária que produziu $N_{lvl} = 5$ foi chamada de configuração 1-5L. Como existiram dois conjuntos de relações de espiras distintos que produziram $N_{lvl} = 6$ na configuração 1, elas foram diferenciadas como configuração 1-6L1 e 1-6L2. Observe na Tabela 3.1 que as relações de espiras são mostradas na forma normalizada η_k/\bar{A}_η , com os \bar{A}_η correspondentes mostrados ao lado, todos calculados segundo o mesmo A_η definido. Além disso, na mesma tabela são mostrados o número de níveis gerados e as relações de espiras das configurações convencionais, calculadas para oferecer o mesmo $v_{r,max}$ das configurações propostas segundo a mesma tensão CC v_{dc} .

Tabela 3.1 – Relações de espiras, fator de ganho normalizado e número de níveis de todas as configurações simuladas.

K	Config.		η_1/\bar{A}_η	η_2/\bar{A}_η	η_3/\bar{A}_η	\bar{A}_η	N_{lvl}
2	1-	4L	2	1	—	1/6	4
		3L	1	1	—	1/4	3
	2-	3L	1	1	—	1/4	3
	3-	3L	1	1	—	1/4	3
3	1-	8L	4	2	1	1/14	8
		7L	3	2	1	1/12	7
		6L1	2	2	1	1/10	6
		6L2	3	1	1	1/10	6
		5L	2	1	1	1/8	5
	2-	6L	2	2	1	1/10	6
	3-	7L	3	2	1	1/12	7
		6L	2	2	1	1/10	6
		5L	2	1	1	1/8	5
	2L		$\eta_1 = 1/2$				2
NPC		$\eta_1 = 1/2$				3	
NPC-HB		$\eta_1 = 1/4$				5	

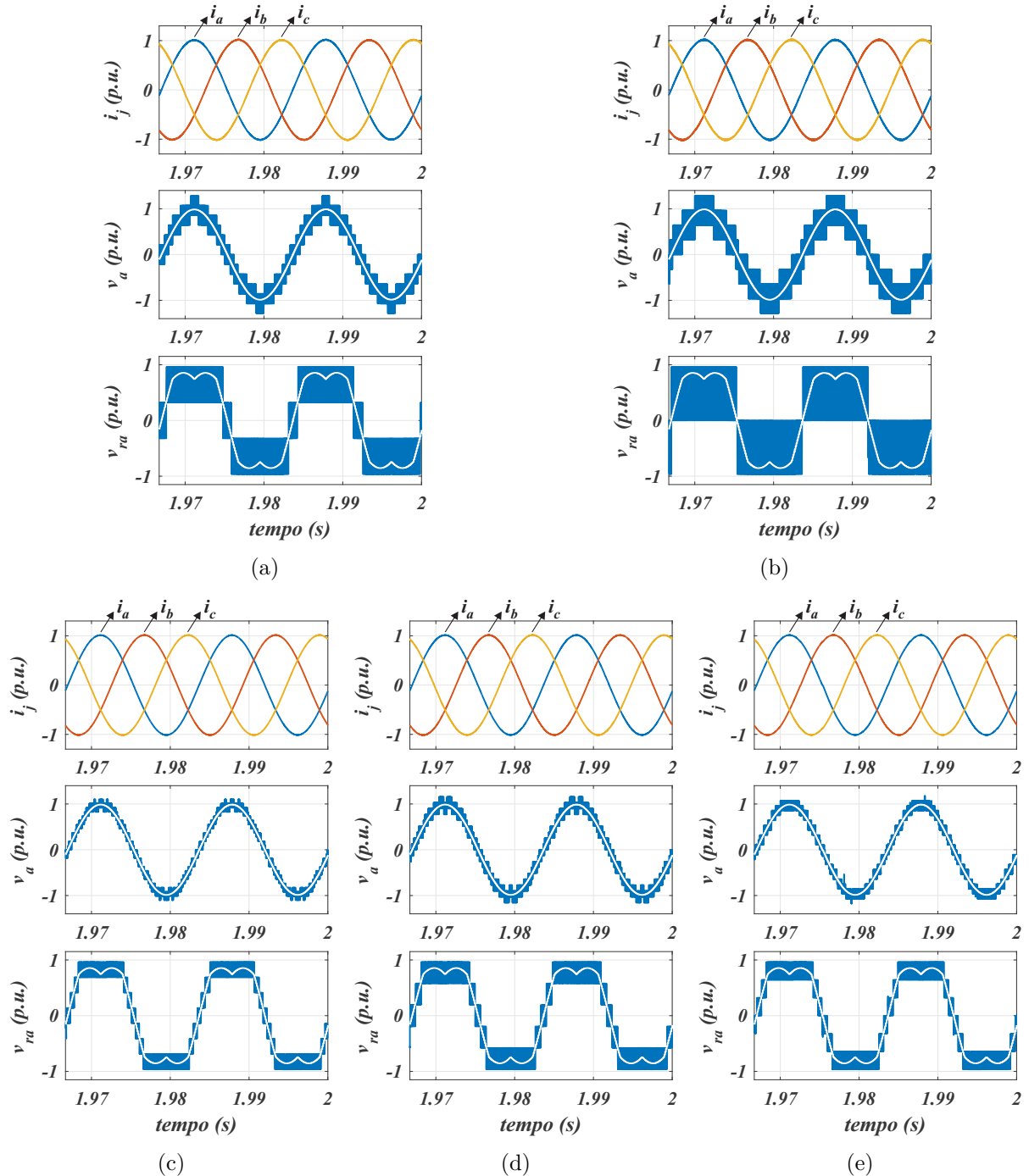
3.6.1 Análise dos gráficos e da distorção harmônica

Na Figura 3.10 são mostrados os perfis das correntes i_j e das tensões multinível resultantes v_a e v_{ra} de algumas das configurações propostas, enquanto na Figura 3.11 são mostradas as das convencionais. Os perfis dos casos omitidos são muito semelhantes aqueles com número de níveis correspondente, e.g., os perfis das configurações 1-6L1 e 1-6L2 foram semelhantes aos da configuração 2-6L.

Comparando a Figura 3.10 com a 3.11, pode-se perceber que as configurações propostas apresentaram perfis melhorados em geral, com mais níveis de tensão e menor *ripple* de corrente do que as convencionais, especialmente nos casos mais assimétricos, como esperado. Mesmo que as opções com duas células tenham apresentado menos níveis do que a configuração NPC-HB, elas apresentaram formas de onda melhoradas em relação às 2L e NPC. Como pode-se perceber, quanto maior a quantidade de níveis em v_{rj} , mais próximas as tensões v_j ficaram de um perfil senoidal, diminuindo o *ripple* das correntes.

As distorções harmônicas podem ser numericamente avaliadas pelos dados mostrados na Tabela 3.2 na forma das THDs das correntes i_j , bem como das THD e WTHD das tensões v_j . As THD e WTHD da configuração 1-8L foram os menores, o que é coerente com os perfis observados. Por outro lado, a configuração 3 no geral apresentou os maiores valores dentre as opções propostas, devido à maior distorção na passagem por zero causada pela ponte a diodos. Mesmo assim, para ela ainda apresentou melhor desempenho do que a configuração NPC, que empregou a mesma quantidade de IGBTs, enquanto as configurações 1 e 2 superaram inclusive a topologia NPC-HB, que utilizou mais chaves

Figura 3.10 – Resultados de simulação. Correntes i_j e tensões resultantes v_a e v_{ra} em regime permanente para as configurações propostas. (a) Para a configuração 1-4L e (b) para a configuração 2-3L ($K = 2$). (c) Para a configuração 1-8L, (d) para a configuração 2-6L e (e) para a configuração 3-7L ($K = 3$). As curvas em branco representam os valores médios.



controladas e semicondutores de um modo geral. Para $K = 2$, as configurações propostas apresentaram menor distorção harmônica do que a convencional 2L, e a configuração 1-4L também teve menores THD e WTHD do que a topologia NPC.

Além disso, é possível observar que à medida que o nível de assimetria diminuiu nas

Figura 3.11 – Resultados de simulação. Correntes i_j e tensões resultantes v_a e v_{ra} em regime permanente para as configurações convencionais. (a) Para a configuração 2L. (b) Para a configuração NPC. (c) Para a configuração NPC-HB. As curvas em branco representam os valores médios.

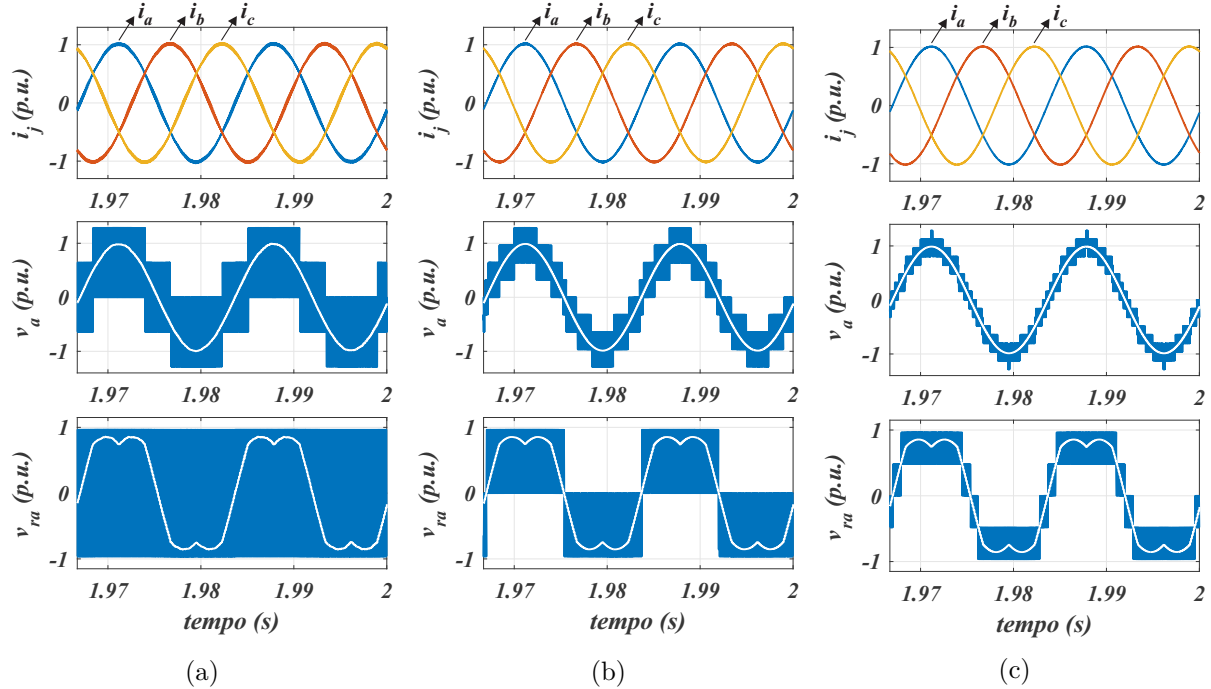
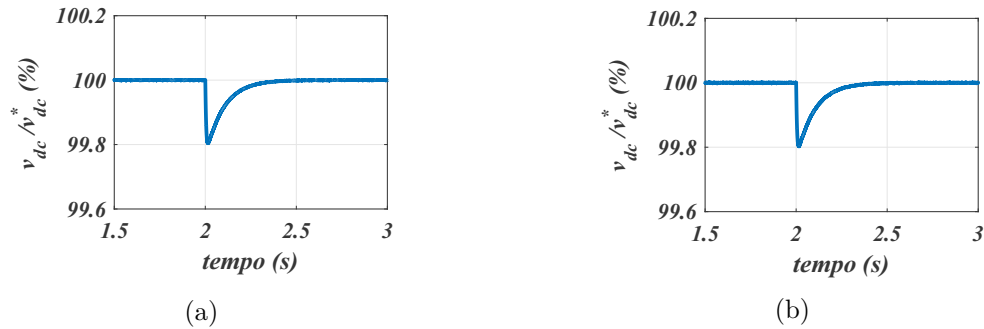


Figura 3.12 – Resultados de simulação. Tensão v_{dc} do barramento CC durante um transitório de carga. (a) Para a configuração 1-8L. (b) Para a configuração NPC-HB.



configurações propostas, o número de níveis produzidos também diminuiu, o que causou o aumento da distorção harmônica, como esperado. No entanto, a corrente nominal e a frequência média de chaveamento dos dispositivos se tornou mais próxima, como será discutido na próxima subseção.

Finalmente, na Figura 3.12 podem ser observadas as tensões v_{dc} do barramento CC das configurações 1-8L (representando os casos propostos) e NPC-HB (representando os casos convencionais) sob um transitório de carga. A potência foi aumentada de 0,8 para 1 p.u. em $t = 2$ s, e percebe-se a eficácia do sistema de controle, que regulou a tensão adequadamente em ambos os casos. As outras configurações apresentaram exatamente o mesmo comportamento, e por isso tiveram seus gráficos omitidos.

Tabela 3.2 – THD e WTHD médios para $f_{\Delta} = 10$ kHz.

K	Configuração		i_j THD (%)	v_j THD (%)	v_j WTHD (%)	
2	1-	4L	0,52	22,9	0,071	
		3L	0,79	34,2	0,107	
	2-	3L	0,78	34,2	0,107	
		3L	0,90	34,2	0,124	
3	1-	8L	0,25	9,1	0,034	
		7L	0,30	10,8	0,041	
		6L1	0,35	13,3	0,048	
		6L2	0,35	13,3	0,048	
		5L	0,40	16,9	0,055	
	2-	6L	0,35	13,3	0,047	
		7L	0,49	10,9	0,067	
	3-	6L	6L	0,54	13,3	0,074
			5L	0,54	17,0	0,074
			5L	0,54	17,0	0,074
2L			1,81	66,2	0,249	
NPC			0,79	34,2	0,107	
NPC-HB			0,41	16,9	0,056	

3.6.2 Valores nominais dos dispositivos

Na Tabela 3.3 são mostrados os valores nominais de alguns parâmetros dos semicondutores para as condições padrão de simulação definidas. A frequência média de chaveamento (\bar{f}_{sw}) foi normalizada em função da frequência fundamental da fonte de tensão CA (f_s). Seu cálculo foi feito pela medição do número de comutações durante um período definido por $1/f_s$ e normalizando essa contagem por $2f_s$, de tal modo que um padrão de chaveamento que produz uma onda quadrada na frequência f_s apresenta $\bar{f}_{sw} = 1$. Este mesmo método também foi utilizado no capítulo anterior e será utilizado nos próximos. Assim, um padrão de chaveamento com $\bar{f}_{sw} > 1$ indica que o dispositivo na verdade chaveia na frequência das portadoras PWM (f_{Δ}) durante partes do período fundamental, podendo ficar grampeado em outras partes. Esta proporção entre os intervalos de chaveamento e de grampeamento é responsável por produzir frequências médias diferentes em cada caso, de modo que um $\bar{f}_{sw} = 1$ indica que a chave está sempre grampeada em relação ao período PWM, enquanto valores $\bar{f}_{sw} \geq 167$ (para $f_{\Delta} = 10$ kHz) indicam que ela está sempre chaveando.

Ainda na Tabela 3.3, são mostradas as correntes nominais de condução (I_{cd}) e a tensão de bloqueio reversa (V_{br}) das chaves, respectivamente normalizadas pelas correntes do lado secundário do sistema (i_j) e pela tensão de referência barramento CC (v_{dc}^*). Os acrônimos de C.1 a C.3 indicam respectivamente os valores dos dispositivos das células de 1 a 3 nos sistemas propostos. Já nos sistemas convencionais, para as configurações 2L e NPC, C.1 indica os valores de todos os semicondutores, enquanto para a configuração NPC-HB, C.1 e C.2 se referem respectivamente aos dispositivos dos braços positivo e

negativo das pontes H, respectivamente à direita e esquerda de acordo com a Figura 3.2(c).

Tabela 3.3 – Frequência de chaveamento média normalizada por f_s (\bar{f}_{sw}) para $f_\Delta = 10$ kHz, corrente nominal de condução (I_{cd}), e tensão de bloqueio reversa (V_{br}) dos dispositivos semicondutores.

			\bar{f}_{sw}			I_{cd}			V_{br}		
K	Configuração		C.1	C.2	C.3	C.1	C.2	C.3	C.1	C.2	C.3
2	1-	4L	29	168	—	0,33	0,17	—	1,0	1,0	—
		3L	1	167	—	0,25	0,25	—	1,0	1,0	—
	2-	3L	83	83	—	0,25	0,25	—	1,0	1,0	—
	3-	3L	1	167	—	0,25	0,25	—	1,0	1,0	—
3	1-	8L	11	34	172	0,29	0,14	0,07	1,0	1,0	1,0
		7L	1	27	170	0,25	0,17	0,08	1,0	1,0	1,0
		6L1	15	15	170	0,20	0,20	0,10	1,0	1,0	1,0
		6L2	15	45	140	0,30	0,10	0,10	1,0	1,0	1,0
		5L	1	36	133	0,25	0,13	0,13	1,0	1,0	1,0
	2-	6L	15	15	170	0,20	0,20	0,10	1,0	1,0	1,0
	3-	7L	1	27	170	0,25	0,17	0,08	1,0	1,0	1,0
		6L	1	31	170	0,20	0,20	0,10	1,0	1,0	1,0
		5L	1	36	133	0,25	0,13	0,13	1,0	1,0	1,0
		2L	167	—	—	0,50	—	—	1,0	—	—
NPC			84	—	—	0,50	—	—	0,5	—	—
NPC-HB			18	66	—	0,25	0,25	—	0,5	0,5	—

É possível perceber para cada configuração proposta que a frequência de chaveamento média foi maior nos semicondutores de células com menores relações de espiras. Isto está de acordo com o projeto do PWM, porque para gerar as tensões com os melhores perfis (mais próximos de senoides), a variação de v_{rj} em torno da referência deve ser a menor possível, de modo que o maior chaveamento ocorre nos dispositivos com menor contribuição para a tensão resultante v_{rj} . Além do mais, percebe-se que os braços com maior \bar{f}_{sw} também tiveram menor corrente, o que é conveniente porque isto contribuiu para a diminuição das perdas e do estresse de chaveamento. Além disso, dispositivos de menor corrente estão comercialmente disponíveis para maiores frequências, enquanto os de menor frequência estão disponíveis para maiores potências. Observa-se nas configurações propostas que, para $K = 3$, os dispositivos da célula 3 tiveram correntes nominais de aproximadamente 10% da corrente CA da fonte, enquanto que suas frequências médias \bar{f}_{sw} foram praticamente sempre iguais a 170, exceto nas configurações 1-6L1, 1-5L e 3-5L que apresentaram frequências aproximadamente 25% inferiores, sendo portanto os casos intermediários com menor estresse de chaveamento nesta célula. Já para $K = 2$, a célula 2 também teve frequência de chaveamento elevada, de aproximadamente 170, mas sua corrente nominal foi maior, causando maior estresse e perdas, como será visto.

Além disso, percebe-se que as configurações 1-3L, 1-7L, 1-5L, e todas as opções

da configuração 3 apresentaram $\bar{f}_{sw} = 1$ na célula 1. Para os casos em que $K = 3$, os dispositivos da célula 1 também tiveram maior corrente nominal, processando mais potência, conseqüentemente. Em qualquer caso, o fato de $\bar{f}_{sw} = 1$ na célula 1 faz dessas opções particularmente interessantes, pois empregam semicondutores que chaveiam na frequência da linha, portanto podendo ser dispositivos bem mais lentos ($f_s \ll f_\Delta$), baratos, e de maior capacidade de corrente e potência. A configuração 1-6L1 também pode ser incluída neste grupo, porque mesmo que o seu PWM tenha sido programado para se comportar como o da configuração 2-6L para obtenção dos dados da Tabela 3.3, ele também pode ser programado para emular o padrão de chaveamento da configuração 3-6L. Já nos casos propostos em que $\bar{f}_{sw} > 1$ na célula 1, o estresse de chaveamento também é baixo porque ele ocorre na região em torno da passagem por zero, onde a corrente tem seus menores valores. No entanto, os dispositivos ainda devem ser capazes de conduzir uma corrente maior e chavear na frequência das portadoras (f_Δ), o que os torna consideravelmente mais caros. A configuração 1-4L foi a opção proposta com maior corrente que corresponde a esta descrição.

Comparando os casos propostos com os convencionais, pode-se perceber que a configuração NPC-HB teve valores competitivos devido aos seus menores \bar{f}_{sw} e I_{cd} . O mesmo não pode ser dito da configuração NPC, que apresentou um estresse de chaveamento maior. No entanto, deve-se observar o aspecto mais interessante das topologias NPC e NPC-HB, que é a menor tensão de bloqueio reverso, metade em relação às propostas. Contudo, para $K = 2$ as configurações propostas empregam 12 dispositivos semicondutores entre IGBTs e diodos, e 18 para $K = 3$, enquanto a configuração NPC emprega 18 dispositivos (12 IGBTs e 6 diodos de grampeamento), e a NPC-HB utiliza 36 (24 IGBTs e 12 diodos de grampeamento). Mesmo que os diodos de grampeamento não contribuam efetivamente para as perdas e estresse por chaveamento, eles ainda contribuem para aumentar as perdas por condução e diminuir a confiabilidade das topologias. Já a configuração convencional 2L foi a que utilizou menos dispositivos, apenas 6 IGBTs. No entanto, por processar toda a potência em uma única ponte chaveando em alta frequência, ela também apresentou o maior estresse e perdas por chaveamento, como será analisado na próxima subseção.

Na Tabela 3.4 são mostrados os valores nominais dos transformadores. A potência média (P_{cl}), que também é a potência processada por cada célula, foi normalizada com relação à potência da carga, e a tensão RMS nos enrolamentos primários ($V_{p,k}$) foi normalizada em relação à tensão de referência da carga (v_{dc}^*). Além disso, o cálculo dos $V_{p,k}$ foi feito considerando o valor médio das tensões chaveadas no primário, portanto desprezando os termos de alta frequência ($\geq f_\Delta$). De modo semelhante à Tabela 3.3, os acrônimos de C.1 a C.3 indicam os valores referentes aos transformadores das células de 1 a 3, quando for o caso.

Pode-se notar que, mesmo que as configurações propostas tenham utilizado mais

Tabela 3.4 – Potência das células e transformadores (P_{cl}), e tensão RMS normalizada dos enrolamentos primários ($V_{p,k}$).

K	Configuração		P_{cl} (%)			$V_{p,1}$	$V_{p,2}$	$V_{p,3}$
			C.1	C.2	C.3			
2	1-	4L	82	18	—	0,462	0,273	—
		3L	62	38	—	0,484	0,318	—
	2-	3L	50	50	—	0,419	0,419	—
	3-	3L	62	38	—	0,484	0,318	—
3	1-	8L	71	30	-1	0,474	0,464	0,203
		7L	62	37	1	0,484	0,469	0,196
		6L1	48	48	4	0,474	0,474	0,207
		6L2	74	23	3	0,468	0,453	0,268
		5L	62	30	8	0,482	0,458	0,300
	2-	6L	48	48	4	0,474	0,474	0,207
	3-	7L	62	37	1	0,484	0,469	0,196
		6L	50	46	4	0,486	0,462	0,207
		5L	62	30	8	0,482	0,458	0,300
		2L		100	—	—	0,369	—
NPC		100	—	—	0,369	—	—	
NPC-HB		100	—	—	0,739	—	—	

transformadores, o impacto deles foi minimizado pelos valores nominais menores em relação às convencionais. Para $K = 3$, o transformador da célula 3 apresentou potência bastante baixa, não maior do que 8%, e nos casos mais assimétricos ela chegou a apenas 1%. A tensão RMS em seus enrolamentos primários também foi cerca de metade dos demais, o que também contribuiu para a diminuição do seu tamanho.

Já o transformador da célula 2 apresentou potências nominais intermediárias para $K = 2$ e 3, mas ainda assim consideravelmente menores do que o da célula 1, exceto nas configurações 2-3L, 1-6L1 e 2-6L, onde eles foram de potência semelhante. Em qualquer caso, percebe-se que o processamento de energia ficou dividido principalmente entre as células 1 e 2, com a célula 3 contribuindo mais à medida que a assimetria diminui. Então, como esperado, a utilização de mais transformadores não mudou o fato de que a soma das potências deles é sempre igual à potência da carga, de modo que o particionamento da potência permite que cada transformador seja menor do que o das configurações convencionais. Além disso, observa-se que a tensão RMS nos enrolamentos primários do transformador da configuração NPC-HB foi quase duas vezes maior comparado com as outras, o que é uma contribuição extra para o aumento do tamanho do transformador neste caso.

Como uma regra geral, conforme o número de células aumenta nas generalizações propostas, as potências nominais de todos os transformadores diminuem, especialmente para a K -ésima célula, reduzindo seus tamanhos e custos individuais. Contudo, deve-se observar que dependendo do nível de assimetria, pode ocorrer operação regenerativa para

algumas células, como pode ser visto na célula 3 da configuração 1-8L, cujo transformador apresentou uma potência de -1%. O sinal negativo indica que em vez de entregar potência à carga, o chaveamento desta célula ocorreu de modo a devolvê-la à fonte, fazendo a potência total das outras células aumentar para compensar este efeito. Diante deste aspecto, a configuração 1-7L torna-se uma opção ainda mais atrativa comparada à 1-8L, pois ela não só apresentou desempenho semelhante em termos de distorção harmônica, como utilizou dispositivos chaveando na frequência da linha na célula 1, além de não apresentar problemas de potência regenerativa. Assim, percebe-se a importância de considerar projetos de assimetria intermediária como alternativas, mesmo quando deseja-se priorizar aumento do número de níveis.

3.6.3 Estimativa de perdas nos semicondutores

As perdas nos semicondutores foram estimadas usando módulos térmicos de IGBT e diodo oferecidos pelo *software* de simulação PSIM, e são mostradas na Tabela 3.5 para todas as configurações em duas situações diferentes: com a mesma frequência de portadoras $f_{\Delta} = 10$ kHz, e com a mesma THD de correntes $i_j = 1\%$. São mostradas as perdas por chaveamento (P_{sw}), condução (P_{cd}) e total (P_{sc}) dos semicondutores normalizadas pela potência nominal da carga.

Tabela 3.5 – Estimativa de perdas por chaveamento (P_{sw}), condução (P_{cd}) e totais (P_{sc}) dos semicondutores, normalizadas pela potência da carga.

		com $f_{\Delta} = 10$ kHz			para i_j THD = 1%				
K	Configuração	P_{sw} (%)	P_{cd} (%)	P_{sc} (%)	f_{Δ} (kHz)	P_{sw} (%)	P_{cd} (%)	P_{sc} (%)	
2	1-	4L	1,50	0,25	1,76	4,8	0,73	0,25	0,98
		3L	1,73	0,25	1,98	7,7	1,33	0,25	1,58
	2-	3L	1,73	0,25	1,98	7,7	1,33	0,25	1,58
		3L	1,72	0,25	1,97	8,4	1,45	0,25	1,70
3	1-	8L	1,16	0,25	1,41	2,7	0,34	0,25	0,59
		7L	1,16	0,25	1,41	2,8	0,35	0,25	0,60
		6L1	1,26	0,25	1,51	3,3	0,43	0,25	0,68
		6L2	1,19	0,25	1,44	3,3	0,41	0,25	0,66
		5L	1,20	0,25	1,45	3,8	0,47	0,25	0,72
	2-	6L	1,26	0,25	1,51	3,3	0,43	0,25	0,68
	3-	7L	1,15	0,25	1,40	3,7	0,45	0,25	0,70
		6L	1,25	0,25	1,50	4,1	0,53	0,25	0,78
		5L	1,19	0,25	1,44	4,9	0,59	0,25	0,84
	2L ¹		2,72	0,25	2,97	14,0	3,77	0,25	4,02
NPC		1,37	0,51	1,88	7,7	1,05	0,51	1,56	
NPC-HB		0,87	0,51	1,38	3,8	0,33	0,51	0,84	

¹Para este caso, a THD mínima de i_j foi 1.3% com $f_{\Delta} = 14$ kHz.

Para $f_{\Delta} = 10$ kHz, pode-se perceber que as configurações propostas com $K = 2$ apresentaram maiores perdas do que as opções com $K = 3$, o que se deu principalmente devido às maiores correntes nominais nos dispositivos de alta frequência média. No entanto, a configuração 1-4L se destacou como uma opção de interesse, com menores perdas do que as outras configurações com $K = 2$ e também do que as convencionais 2L e NPC.

Entre as configurações com $K = 3$, nenhuma diferença significativa pôde ser observada, i.e., todas apresentaram as mesmas perdas por condução e perdas por chaveamento semelhantes, que aumentaram pouco à medida que a assimetria diminuiu. No entanto, comparando-as com as opções convencionais multinível, percebe-se que a configuração NPC apresentou maiores perdas tanto por chaveamento quanto por condução, enquanto a configuração NPC-HB apresentou praticamente as mesmas perdas. Ambas opções convencionais apresentaram maiores perdas por condução, devido à maior corrente nominal no caso NPC, e devido à maior quantidade de componentes no caso NPC-HB. Já as maiores perdas por chaveamento na configuração NPC foram devidas à combinação das correntes maiores com uma frequência média relativamente alta. Por outro lado, a configuração NPC-HB apresentou menores perdas por chaveamento, tanto por causa das menores frequências como pela menor tensão de bloqueio reversa em relação às opções propostas.

A configuração convencional 2L apresentou as maiores perdas comparada com todos os outros casos, devido às elevadas perdas por chaveamento, causadas por uma corrente nominal maior combinada com a alta frequência média.

No entanto, como visto na Tabela 3.2, as configurações apresentaram diferentes distorções harmônicas para $f_{\Delta} = 10$ kHz. Então, para analisar as perdas numa situação normalizada de THD, a frequência das portadoras PWM foi mudada em cada caso para igualar a THD das correntes i_j em 1%. As perdas para esta situação também são mostradas na Tabela 3.5, e uma redução geral das componentes por chaveamento foi observada nas topologias multinível, como esperado. Já na configuração 2L, o f_{Δ} teve que ser aumentado para que a THD se tornasse a mais próxima possível do requisito estabelecido¹, fazendo com que suas perdas também aumentassem e continuassem sendo as mais altas, dessa vez com uma diferença ainda maior. Neste novo cenário, as configurações propostas com $K = 3$ apresentaram menores perdas do que todas as outras opções, com os casos de maior assimetria sendo favorecidos. Já para $K = 2$, as opções com 3 níveis tiveram perdas praticamente iguais à NPC, e continuaram apresentando perdas maiores do que a NPC-HB. Já a configuração 1-4L também continuou com menores perdas do que a topologia NPC, dessa vez com uma diferença maior, e se aproximou mais da topologia NPC-HB.

Um fato interessante de ser observado é que as configurações 1-8L e 1-7L tiveram virtualmente as mesmas perdas, que foram as menores. No entanto, como já destacado na subseção anterior, a configuração 1-7L apresenta vantagens como frequência de chavea-

mento consideravelmente menor na célula 1 e ausência de operação regenerativa na célula 3. Além disso, a configuração 2-6L também se mostrou como uma opção interessante com redução de chaves controladas, com uma das menores perdas, virtualmente iguais às da configuração 3-7L. Em geral, a configuração 3 apresentou as maiores perdas dentre as propostas, devido à maior distorção harmônica na passagem por zero, que faz sua frequência por chaveamento ter que ser maior. No entanto, ela é uma opção de baixo custo, onde a célula 1 é uma ponte a diodos de baixa frequência, o que diminui também a quantidade de *drivers* necessários para acionar o conversor. Em comparação, apesar da configuração 2 empregar a mesma quantidade de chaves controladas, seus diodos devem ser rápidos para chavear na frequência do PWM, e os braços híbridos continuam precisando de um *driver* cada.

Finalmente, todas as configurações propostas se mostraram como boas alternativas às convencionais no que diz respeito a perdas nos semicondutores. Enquanto as configurações com $K = 3$ mostraram bom desempenho em relação a todos os casos convencionais, as opções com $K = 2$ ainda se apresentaram como boas alternativas com número reduzido de semicondutores, sobretudo às topologias 2L e NPC.

3.6.4 Estimativa de perdas nos transformadores e das perdas totais

Nos transformadores das configurações estudadas, as perdas por condução foram calculadas com base na resistência equivalente refletida ao lado secundário, dada por

$$R_{eq} = \sum_{k=1}^K (\eta_k^2 R_{p,k} + R_{s,k}) \quad (3.42)$$

onde $R_{p,k}$ e $R_{s,k}$ são respectivamente as resistências dos enrolamentos primário e secundário do transformador da célula k .

Para o cálculo de $R_{p,k}$ e $R_{s,k}$, foi considerada uma resistência de referência R_t , medida a partir de um transformador real com bobinas projetadas para uma tensão RMS V_t e corrente nominal I_t . Para realizar este cálculo, de acordo com (3.16) considerou-se a proporção $N_{p,k}/V_{p,k}$ constante, pela aproximação de que o fator $K_v f_s B_o A_m$ é o mesmo para todos os transformadores, i.e., que eles são projetados para o mesmo fator de forma K_v , frequência f_s e fluxo $B_o A_m$. Assim, uma bobina de tensão nominal αV tem resistência α vezes maior do que uma com tensão V e o mesmo tipo de fio, devido ao aumento correspondente no número de espiras. Além disso, considerou-se também a mesma densidade de corrente J_o em todos os fios, de modo que, devido à mudança correspondente na área da seção transversal do fio, uma bobina de N espiras e corrente nominal I/α tem resistência α vezes maior em relação a uma bobina com as mesmas N espiras e corrente I .

Então, de modo geral, a resistência R_k de uma bobina qualquer do transformador

k é dada em função de R_t por

$$R_k = \frac{V_k I_t}{V_t I_k} R_t \quad (3.43)$$

onde V_k e I_k são respectivamente a tensão e corrente nominais do enrolamento em questão. Assim, dados V_t e I_t obtidos a partir dos dados de placa de um transformador real, e R_t obtido a partir do ensaio do transformador, a fórmula (3.43) já pode ser aplicada como definida para encontrar cada um dos $R_{p,k}$ e $R_{s,k}$ com base nas tensões e correntes estipuladas, permitindo o posterior cálculo de R_{eq} a partir de (3.42).

No entanto, este cálculo pode ser facilitado considerando uma segunda resistência de referência R'_t , de um enrolamento com a mesma tensão nominal V_t do transformador de referência, mas com corrente nominal I'_t igual à corrente que circula pelos enrolamentos secundários de todos os transformadores das configurações estudadas, já que eles estão em cascata e processam a mesma potência total. Assim, de acordo com (3.43) tem-se

$$R'_t = \frac{I_t}{I'_t} R_t. \quad (3.44)$$

Deste modo, considerando os mesmos princípios utilizados para definir (3.43), $R_{p,k}$ e $R_{s,k}$ podem ser calculados em função de R'_t e V_t por

$$R_{p,k} = \frac{V_{p,k} I'_t}{V_t \eta_k I'_t} R'_t = \eta_k^{-1} \frac{V_{p,k}}{V_t} R'_t \quad (3.45)$$

$$R_{s,k} = \frac{\eta_k V_{p,k} I'_t}{V_t I'_t} R'_t = \eta_k \frac{V_{p,k}}{V_t} R'_t. \quad (3.46)$$

A principal diferença deste cálculo em relação a (3.43) é que as relações de espiras η_k aparecem no lugar das correntes, e a mesma tensão $V_{p,k}$ é utilizada no cálculo dos enrolamentos primário e secundário, efetivamente reduzindo a quantidade de informação necessária. Além disso, como na verdade o parâmetro de interesse é a resistência equivalente refletida ao secundário (R_{eq}), o cálculo pode ser simplificado ainda mais pela substituição de (3.45) e (3.46) em (3.42), produzindo uma fórmula que permite o cálculo de R_{eq} em uma única etapa subsequente ao cálculo de R'_t , tal que

$$R_{eq} = \frac{2R'_t}{V_t} \sum_{k=1}^K \eta_k V_{p,k}. \quad (3.47)$$

Assim, na estimativa de perdas feita aqui foi considerado um transformador monofásico de referência com $R_t = 0,3 \Omega$, $V_t = 220 \text{ V RMS}$ e $I_t = 6,82 \text{ A RMS}$ (1,5 kVA). Este mesmo transformador foi considerado nos capítulos seguintes, que também tratam sobre topologias com transformadores em cascata. Para os casos deste capítulo, foram então calculados $R'_t = 184,3 \text{ m}\Omega$ e $V_t = 0,183$ segundo a mesma normalização utilizada na Tabela 3.4, de onde foram obtidos os valores de $V_{p,k}$. Isto produziu os dados que podem ser observados na Tabela 3.6. Já as perdas no núcleo foram estimadas em 2% para

todos os casos. Isto porque, em condições nominais de operação, as perdas no núcleo se aproximam das perdas por condução na maioria dos projetos de transformadores de boa eficiência (HURLEY; WOLFLE, 2013). O valor de 2% foi então escolhido porque satisfaz esse critério em todos os casos, sem desfavorecer nenhuma configuração devido à imprecisão da estimativa.

Tabela 3.6 – Estimativa de perdas por condução (P_{wr}), no núcleo (P_{cr}), e totais (P_{tr}) dos transformadores, e de perdas nos semicondutores (P_{sc}) e totais das configurações (P_{tot}), normalizadas pela potência da carga e com THD das correntes i_j igual a 1%.

K	Configuração		R_{eq} (m Ω)	P_{wr} (%)	P_{cr} (%)	P_{tr} (%)	P_{sc} (%)	P_{tot} (%)	
2	1-	4L	400,7	2,06	2	4,06	0,98	5,04	
		3L	403,3	2,07	2	4,07	1,58	5,65	
	2-	3L	421,3	2,16	2	4,16	1,58	5,74	
		3L	403,3	2,07	2	4,07	1,70	5,77	
3	1-	8L	434,7	2,23	2	4,23	0,59	4,82	
		7L	433,3	2,22	2	4,22	0,60	4,82	
		6L1	422,8	2,17	2	4,17	0,68	4,85	
		6L2	427,2	2,19	2	4,19	0,66	4,85	
	2-	5L	432,6	2,22	2	4,22	0,72	4,94	
		6L	422,8	2,17	2	4,17	0,68	4,85	
		3-	7L	433,3	2,22	2	4,22	0,70	4,92
			6L	422,5	2,17	2	4,17	0,78	4,95
5L	432,6		2,22	2	4,22	0,84	5,06		
2L ¹			371,1	1,90	2	3,90	4,02	7,92	
NPC			371,1	1,90	2	3,90	1,56	5,46	
NPC-HB			371,5	1,91	2	3,91	0,84	4,75	

Pode-se observar que as perdas nos transformadores foram praticamente as mesmas em todos os casos, com as configurações propostas apresentando perdas por condução um pouco maiores. Assim, o perfil das perdas totais não sofreu grandes mudanças em relação às perdas nos semicondutores, com algumas ressalvas. A primeira é que as configurações propostas com 3 níveis ($K = 2$) passaram a apresentar perdas totais marginalmente maiores com relação à topologia NPC. A segunda é que todas as configurações com $K = 3$ também passaram a apresentar perdas marginalmente maiores do que a NPC-HB. Em ambos os casos, a diferença foi igual ou menor do que 0,31%, tornando as referidas configurações propostas e convencionais praticamente equivalentes em termos de perdas. Salvo estes casos, a configuração 2L continuou apresentando as maiores perdas em relação a todas as opções multinível, e a NPC continuou apresentando maiores perdas totais do que as propostas com $K = 3$ e a configuração 1-4L. Neste caso, vale destacar ainda que a configuração 1-4L se aproximou mais do desempenho das propostas com $K = 3$, devido às menores perdas nos transformadores.

Numa análise final, a vantagem de menores perdas nos semicondutores das configurações propostas foi atenuada ao se considerar as perdas nos transformadores, que geram

as maiores componentes proporcionais. Exceto pela configuração 2L, todas as topologias apresentaram perdas totais próximas, em torno de 5%. No entanto, as menores frequências de PWM para operação com THD normalizada continuam a fazer das topologias propostas boas alternativas, lhes conferindo menor estresse de chaveamento e dispositivos mais baratos para maiores capacidades de potência. Além disso, as configurações com $K = 3$ também se mostraram boas alternativas à NPC-HB por utilizarem menos dispositivos semicondutores, oferecendo melhor confiabilidade. No geral, as topologias propostas também têm melhor escalabilidade devido à sua estrutura dividida em células.

3.7 Resultados Experimentais

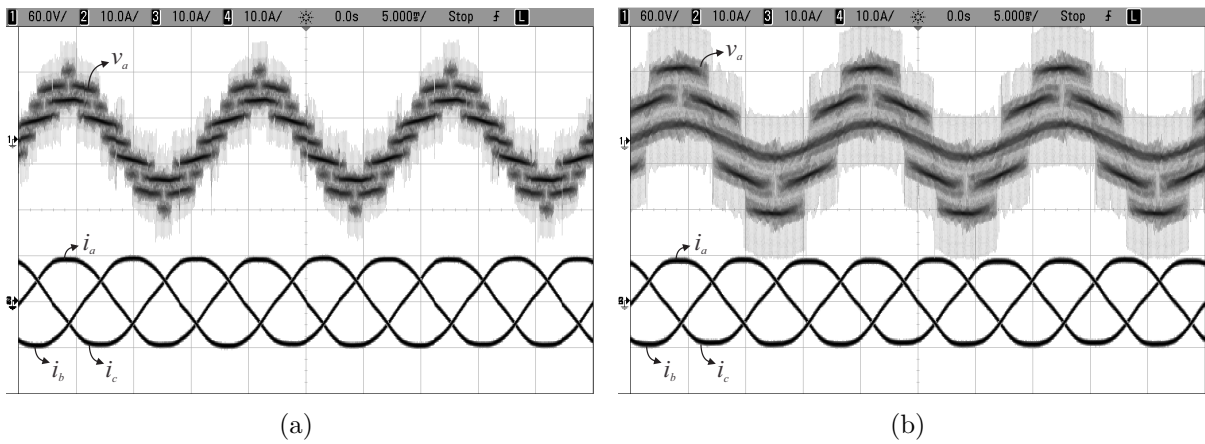
Resultados experimentais foram obtidos para demonstrar o desempenho das configurações propostas com duas células comparadas com a topologia convencional 2L. Foram usados transformadores monofásicos semelhantes em todas as configurações para compor os conversores trifásicos. Estes transformadores forneciam acesso ao *tap* central do secundário, de modo que foi estabelecido $\eta_1 = \eta_2 = 1/2$ nas configurações 1, 2 e 3, e $\eta_1 = 1$ na configuração 2L. Além disso, os resultados foram obtidos em escala reduzida em relação às simulações, considerando: $V_N = 50$ V, $P_N = 700$ W, $f_s = 60$ Hz, $E_s = 1$ p.u., $P_l = 1$ p.u., $L = 4$ mH, $C = 18,8$ mF, $v_{dc}^* = 120$ V, $A_\eta = 1/2$, $v_{r,max} = 60$ V, $m_a = 0,8$ e $f_\Delta = 10$ kHz.

Na Figura 3.13 são mostradas as tensões multinível v_a e as correntes i_j em regime permanente para o retificador convencional e para a configuração 3. Os gráficos dos outros casos propostos foram omitidos por apresentar perfil semelhante. Pode-se perceber que v_a teve uma forma de onda melhorada nas topologias propostas em relação ao caso convencional, causando menor distorção harmônica tanto nas tensões como nas correntes, como mostrado na Tabela 3.7. As configurações propostas apresentaram THDs e WTHDs semelhantes entre si, com a configuração 3 mostrando valores maiores devido às distorções na passagem por zero, de modo similar ao observado nas simulações. O maior valor das THDs de corrente mostradas na Tabela 3.7 em relação aquelas da simulação (Tabela 3.2) devem-se principalmente à distorção harmônica de baixa ordem naturalmente presente nas tensões trifásicas da rede elétrica, utilizadas no experimento para compor a fonte de tensão CA, provocando assim uma maior distorção das correntes, mas que não foram consideradas na simulação. Além disso, a menor amplitude das correntes proporcionalmente às tensões, e outros aspectos experimentais que não foram levados em conta nas simulações, como modelo não ideal das chaves, transformadores, indutores e capacitores, também causam esta diferença.

As perdas das configurações propostas relativamente à convencional também são mostradas na Tabela 3.7. Como nas simulações, uma redução de perdas nos semicon-

Tabela 3.7 – THD média das correntes i_j , THD e WTHD médias das tensões v_j , e perdas relativas dos transformadores (\bar{P}_{tr}) e semicondutores (\bar{P}_{sc}).

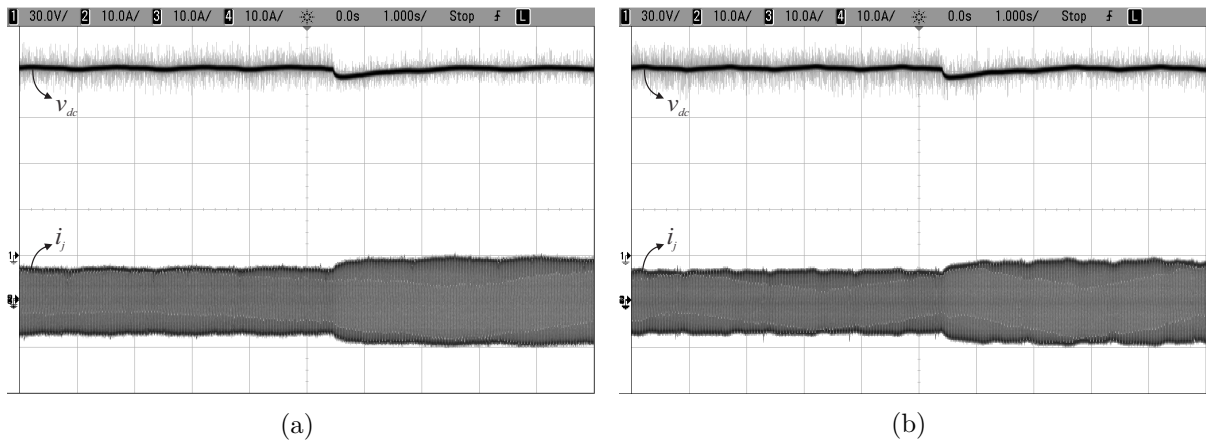
Configuração	i_j THD (%)	v_j THD (%)	v_j WTHD (%)	\bar{P}_{sc}	\bar{P}_{tr}
1-3L	2,54	33,0	0,380	0,54	0,63
2-3L	2,48	31,7	0,375	0,55	0,67
3-3L	2,88	33,4	0,408	0,58	0,68
2L	3,70	63,2	0,427	1,0	1,0

Figura 3.13 – Resultados experimentais. Tensão v_a e correntes i_j em regime permanente. (a) Para a configuração 3-3L. (b) Para a configuração convencional 2L.

dutores foi observada nos casos propostos, principalmente devido à redução do estresse de chaveamento causado pela menor corrente combinada com a menor frequência média. No entanto, em contraste com as simulações, observa-se que as perdas nos transformadores também foram menores. Como os transformadores utilizados em todos os casos foram os mesmos, isto aconteceu devido às menores correntes nos enrolamentos primários das configurações propostas, além do menor número de espiras utilizadas no secundário. Como neste caso as perdas são dadas principalmente pela relação RI^2 , elas são lineares em relação à resistência e não-lineares em relação à corrente. Assim, enquanto elas se mantiveram aproximadamente iguais nos enrolamentos secundários, nos primários elas diminuiram devido à diminuição da corrente.

Finalmente, na Figura 3.14 é mostrada a tensão de saída v_{dc} do barramento CC junto com as correntes CA de entrada i_j , durante um transitório de carga em que a potência foi aumentada de 0,8 para 1 p.u., para o retificador convencional e para a configuração 2 (outros casos propostos apresentaram comportamento semelhante). Pode-se perceber que o sistema de controle operou corretamente, aumentando as correntes de entrada para suprir a potência extra e mantendo a tensão CC regulada.

Figura 3.14 – Resultados experimentais. Tensão v_{dc} do barramento CC e correntes i_j sob transi-tório de carga. (a) Para a configuração 2-3L. (b) Para a configuração convencional 2L.



3.8 Conclusões

Três configurações generalizadas de retificadores PWM trifásicos multinível isolados foram apresentadas neste capítulo. Elas foram propostas como alternativas com menores distorção harmônica, perdas e estresse de chaveamento, e melhor escalabilidade, se comparadas à topologia convencional de dois níveis e às multinível NPC e NPC-HB. As configurações propostas foram compostas por múltiplas células em cascata, cada uma empregando uma ponte trifásica de dispositivos semicondutores e um transformador trifásico, garantindo assim isolamento galvânica e ganho de tensão adequado entre os lados CA (da fonte) e CC (da carga). Um método padrão para cálculo de relação de espiras foi proposto para obter a máxima ou mínima assimetria entre as células, que ofereceram respectivamente a máxima e mínima quantidade de níveis na tensão resultante invertida. Além disso, exemplos de cálculo para assimetria intermediária foram dados. Por meio de resultados de simulação, as configurações propostas com duas e três células foram avaliadas com relações de espiras projetadas para oferecer número de níveis máximo e intermediários. Elas foram comparadas com o retificador PWM convencional isolado de dois níveis e com os multiníveis NPC e NPC-HB. Em geral, nos casos propostos pode-se verificar melhor desempenho com respeito a distorção harmônica e perdas, especialmente para os casos de maior assimetria. Além disso, algumas configurações com assimetria intermediária se mostraram como alternativas interessantes, com dispositivos de baixa frequência na célula 1, de alta potência. A configuração 1-7L foi especialmente atrativa neste sentido, pois apresentou o mesmo desempenho da configuração mais assimétrica 1-8L, mas com dispositivos de baixa frequência na célula 1 e sem regeneração de potência na célula 3. Por outro lado, as opções unidirecionais tiveram desempenho intermediário dentre os casos propostos, mas com menor custo, requerendo menos chaves controladas e menos *drivers* no caso da configuração 3. O desempenho e viabilidade das configurações

propostas foram demonstrados por meio de resultados experimentais das opções de duas células, comparando-as com a opção convencional de dois níveis. Todos os casos propostos apresentaram menor distorção harmônica e perdas, conforme esperado.

4 Conversores a Quatro Fios com Transformadores em Cascata

4.1 Introdução

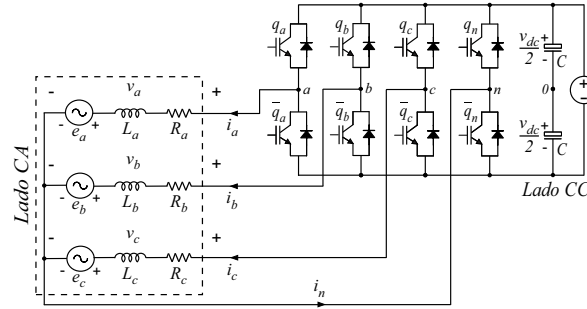
Ao fornecer energia a uma carga CA trifásica desbalanceada ou não linear, ou a uma carga CC alimentada por uma fonte trifásica desbalanceada, um sistema a quatro fios é necessário para dar caminho à corrente de neutro, garantindo boa qualidade de potência mesmo sob desbalanceamentos mais severos, uma vez que este tipo de sistema oferece controle completo sobre as tensões de fase (LIANG et al., 2009). Cenários usuais de aplicação são, por exemplo, em sistemas trifásicos alimentando cargas monofásicas desequilibradas, ou em sistemas de conversão trifásicos tolerantes a faltas e desequilíbrios, onde o quarto fio é necessário para lidar com a corrente de neutro e manter todas as fases sob operação normal.

Nestes casos, a corrente de neutro pode causar perdas de potência excessivas nas linhas de neutro e afetar a proteção se não forem administradas adequadamente (MOHD et al., 2010). Para fornecer compensação, a literatura mostra dois principais métodos utilizando conversores de potência a quatro fios: i) usar conversores fonte de tensão (VSCs) de quatro braços, onde o ponto neutro da carga em Y é conectado ao quarto braço, dedicado à malha da corrente de neutro, ou ii) usando VSCs com capacitores de barramento CC divididos, onde o neutro da carga é conectado ao ponto central do barramento (ZHANG et al., 2002; PERALES et al., 2003).

Deste modo, neste capítulo é proposta uma generalização para conversores a quatro fios utilizando ambos os métodos, em conjunto com a técnica de utilizar transformadores em cascata para formar conversores multinível, introduzida no capítulo anterior. A Figura 4.1 mostra a configuração convencional de conversor a quatro fios considerada para comparação, enquanto a Figura 4.2 mostra as configurações propostas com duas células em cascata, que são casos particulares da generalização proposta, onde o lado CA a quatro fios é representado de forma genérica por uma carga RLE, i.e., uma fonte de tensão trifásica em série com resistores e indutores. Estas configurações, da Figura 4.2, também são os casos considerados para obtenção de resultados de simulação e experimentais deste trabalho, mas com uma carga RL passiva desequilibrada do lado CA.

O conversor convencional a quatro fios considerado é chamado de configuração 0. Ele tem quatro braços e não emprega transformadores do lado CA, como pode ser visto na Figura 4.1. Considerando ele como base para definir uma célula do sistema proposto, pode-se derivar quatro configurações colocando-se duas células em cascata por meio de

Figura 4.1 – Configuração 0, conversor a quatro fios convencional com quatro braços.



um banco de três transformadores monofásicos, ou de um transformador trifásico com acesso aos terminais de cada enrolamento. A célula 1, que não requer transformador, e as adicionais podem ser de quatro ou três braços. Então, são geradas as quatro possibilidades mostradas na Figura 4.2.

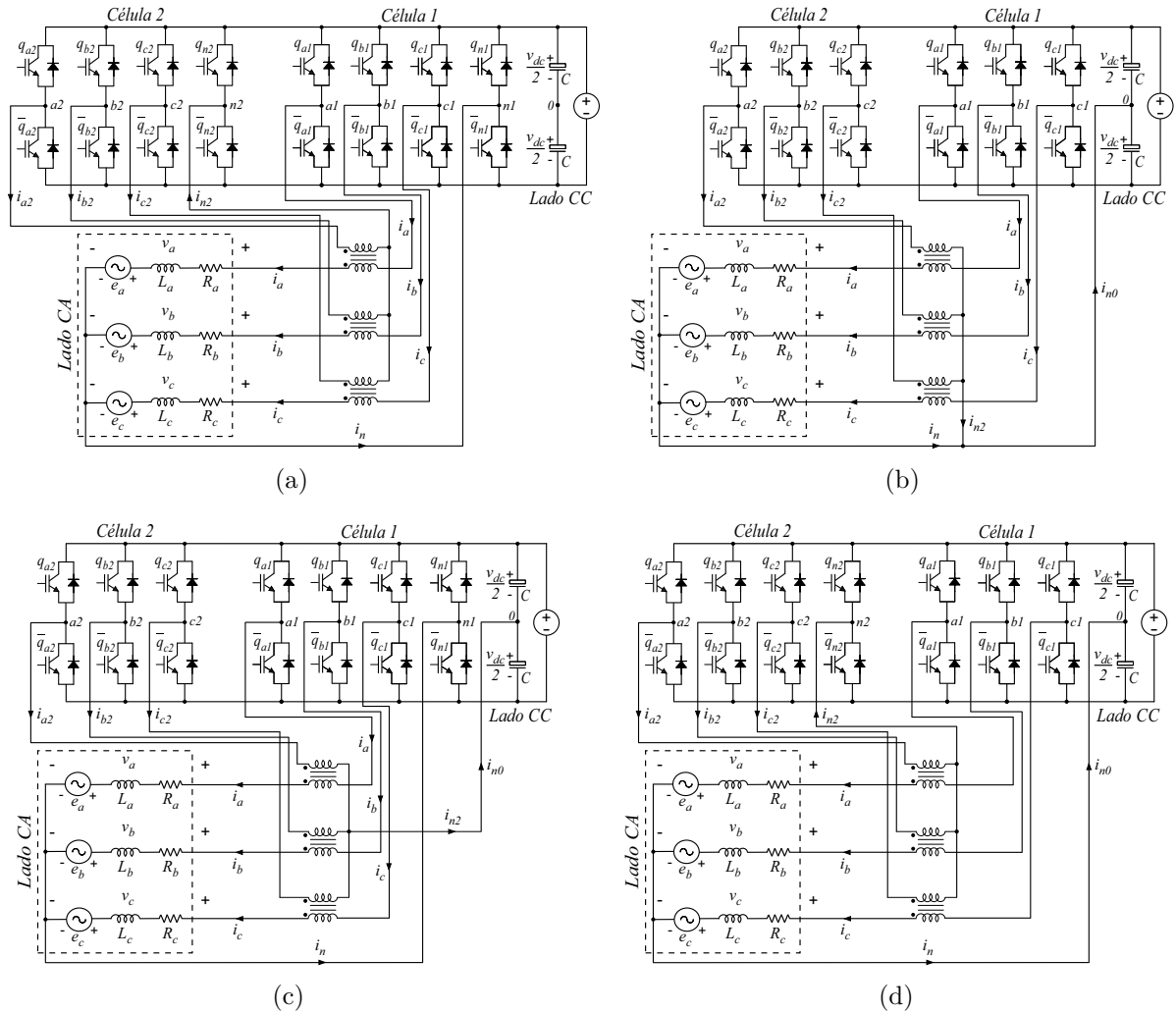
Na Figura 4.2(a) é apresentada a configuração 1, na qual duas células de quatro braços são colocadas em cascata, sendo a opção com máximo número de braços. Pode-se perceber que o quarto braço da célula 2 é conectado ao neutro do lado primário do transformador. Naturalmente, o quarto braço da célula 1 é conectado ao neutro da carga.

Já na Figura 4.2(b) é mostrada a configuração 2, que tem duas células de três braços em cascata, sendo a opção com número mínimo de braços. Neste caso, uma vez que nenhuma das células tem quarto braço, os pontos de neutro do transformador e da carga são conjuntamente conectados ao ponto central dos barramento CC, referido como nó 0 (zero).

Nas Figuras 4.2(c) e 4.2(d) são mostradas respectivamente as configurações 3 e 4, que têm uma célula com quatro e outra com três braços. Estas são as opções com número de braços intermediário. Na configuração 3, a célula 1 tem quatro braços e a 2 tem três, de modo que o quarto braço da célula 1 é conectado ao neutro da carga, e o neutro do lado primário do transformador é conectado ao ponto central do barramento CC. Já a configuração 4 representa o caso complementar, onde a célula 1 tem três braços e a 2 tem quatro. Então, o ponto neutro da carga é conectado ao ponto central do barramento CC, e o quarto braço da célula 2 é conectado ao neutro do transformador.

Estes quatro casos serão estudados em detalhes, e são de fato amostras de um universo maior de topologias geradas a partir de uma generalização. Na Figura 4.3 são ilustrados dois exemplos de generalização. Na Figura 4.3(a), todas as células em cascata têm quatro braços (número máximo de braços), que é uma expansão da configuração 1. Este tipo de composição é referida de forma genérica como configuração 4l. Por outro lado, na Figura 4.3(b) todas as células têm apenas três braços (número mínimo de braços), caso que é referido genericamente como configuração 3l. A expansão da configuração 2 gera este caso. Observa-se que, além de possuírem um número indefinido de células, as configurações

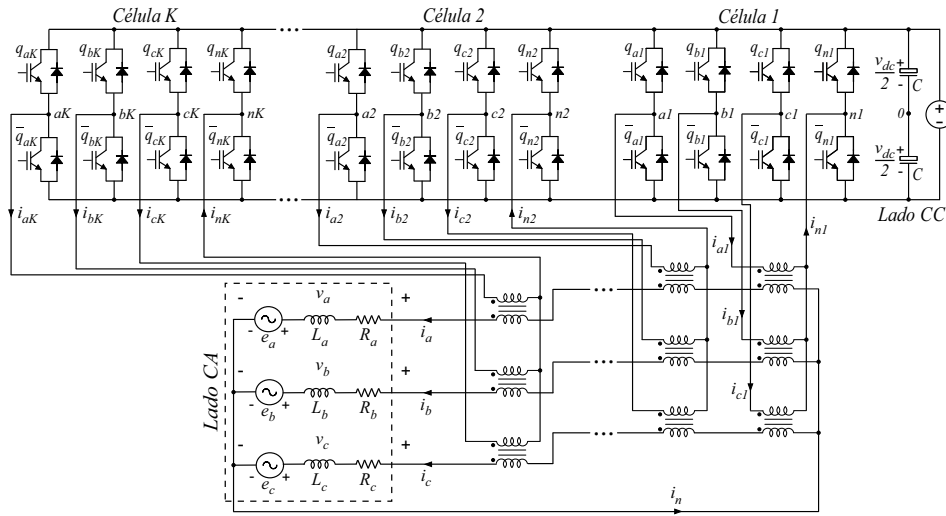
Figura 4.2 – Configurações propostas de conversores trifásicos a quatro fios com duas células em cascata. (a) Configuração 1, conversor proposto onde as células 1 e 2 têm quatro braços. (b) Configuração 2, conversor proposto onde as células 1 e 2 têm três braços. (c) Configuração 3, conversor proposto onde a célula 1 tem quatro braços e a 2 tem três braços. (d) Configuração 4, conversor proposto onde a célula 1 tem três braços e a 2 tem quatro braços.



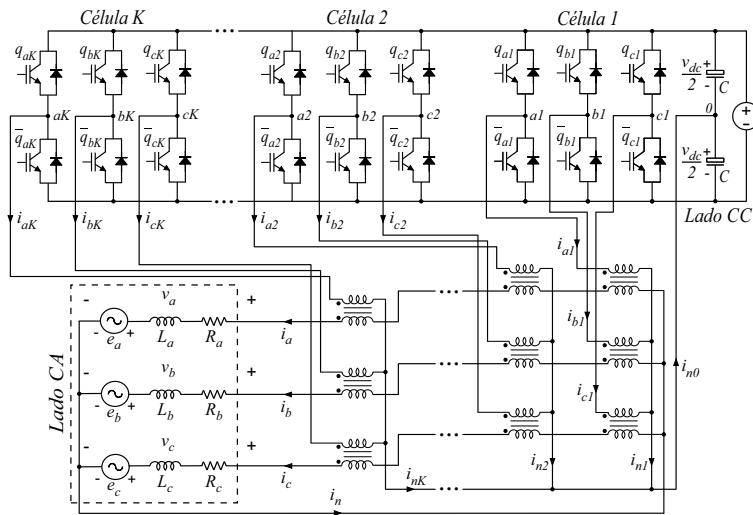
4l e 3l empregam um transformador adicional na célula 1 para efeito de generalização, o que garante isolamento galvânico e melhor capacidade de projeto do ganho de tensão entre os lados CA e CC do sistema no projeto dos transformadores. Além dessas duas generalizações, configurações mistas também são possíveis, onde as células em cascata são de quatro e três braços (número intermediário de braços). Os circuitos generalizados das configurações híbridas não são mostrados porque não é prático representar todas as possibilidades, mas eles são referidos como configurações 3/4l e originam as configurações propostas 3 e 4. Em todos os casos (i.e., configurações 4l, 3l e 3/4l), K células trifásicas a quatro fios são colocados em cascata por meio de K transformadores trifásicos, ou $K - 1$ caso o transformador da célula 1 não seja utilizado.

O modelo geral dos sistemas e o cálculo das relações de espiras dos transforma-

Figura 4.3 – Exemplos da generalização proposta dos conversores trifásicos a quatro fios baseados em células de três e quatro braços. (a) Configuração 4l, conversor com quatro braços por célula. (b) Configuração 3l, conversor com três braços por célula.



(a)



(b)

dores são apresentados neste capítulo para qualquer possibilidade das configurações 4l, 3l e 3/4l. A técnica PWM também é abordada, sendo baseada na técnica LS-PWM já mostrada em capítulos anteriores, mas com as devidas adaptações demonstradas para os casos de duas e três células em cascata, podendo ser também expandido para as configurações 4l, 3l e 3/4l. Como as configurações e generalizações propostas são bidirecionais, elas são aplicáveis tanto a sistemas de conversão CA-CC como CC-CA. No entanto, o caso padrão considerado, sobretudo nos resultados, é a aplicação de CC-CA (inversor). Assim, o sistema de controle é apresentado considerando este caso, e os resultados de simulação e experimentais são mostrados e analisados para a configuração 0 (convencional) e para as configurações de 1 a 4 propostas, mostradas na Figura 4.2, sob condições de desbalanceamento, alimentando uma carga RL passiva, i.e., com $e_j = 0$.

4.2 Modelo Generalizado

O modelo dos sistemas dos conversores propostos neste trabalho é apresentado de forma genérica, i.e., é apresentado um único modelo genérico para todos os casos possíveis de conexão em série entre células de quatro e três braços, considerando todas as convenções de direção e polaridade de acordo com a Figura 4.3. Algumas equações são aplicadas aos casos particulares de duas células na Figura 4.2 (configurações de 1 a 4), para tornar a descrição do sistema mais clara. O modelo também é apresentado em duas partes, uma vista do lado primário dos transformadores, e outra vista do lado secundário. O modelo final une estas duas partes e introduz mais algumas equações gerais.

4.2.1 Lado primário

A notação utilizada aqui é muito semelhante à utilizada nos capítulos anteriores. Assim, é considerado que $j = a, b, c$; $j' = a, b, c, n$; e $k = 1, 2, \dots, K$, a menos que explicitado diferentemente. Os índices j são utilizados para fazer referência às variáveis das três fases principais do sistema, enquanto j' faz referência às três fases mais às variáveis da malha de neutro, chamada de fase N. Já o índice k é utilizado para fazer referência às variáveis das células, de modo que K é o número de células.

As tensões de polo produzidas pela célula k são denotadas por $v_{j'k0}$ para células com quatro braços, e por v_{jk0} para células com apenas três braços, sendo dadas por

$$v_{j'k0} = (2q_{j'k} - 1) \frac{v_{dc}}{2} \quad (4.1)$$

onde $q_{j'k}$ são as variáveis binárias que indicam o estado de condução das chaves da fase j' da célula k , de acordo com a convenção mostrada na Figura 4.3, onde $q_{j'k} = 1$ indica que a chave correspondente da fase j' da célula k está conduzindo corrente, e $q_{j'k} = 0$ indica que ela está em bloqueio. Além disso, é considerado que $\bar{q}_{j'k} = (1 - q_{j'k})$.

Todas as células empregam estas tensões aos enrolamentos do lado primário dos transformadores correspondentes. Para células com quatro braços, o ponto neutro do lado primário do transformador correspondente é conectado ao quarto braço [o braço da fase N, ver Figura 4.3(a)], enquanto que para as células com três braços ele é conectado ao ponto central do barramento CC, i.e., ao nó 0 do sistema [ver Figura 4.3(b)].

Então, as tensões resultantes aplicadas aos enrolamentos do lado primário dos transformadores são denotadas por v_{jkn} tanto para células de quatro quanto de três braços, e são dadas por

$$v_{jkn} = v_{jk0} - v_{nk0}. \quad (4.2)$$

Para células de três braços, deve-se considerar que $v_{nk0} = 0$, uma vez que o neutro do transformador é conectado ao nó 0. Assim, neste caso tem-se $v_{jkn} = v_{jk0}$, mas para propósitos de generalização esta tensão continuará a ser denotada por v_{jkn} .

Uma vez que o modelo dos transformadores é considerado ideal, as correntes i_{jk} que saem dos pontos centrais de cada braço correspondente do conversor são dadas em função das correntes de fase i_j no secundário multiplicadas por um ganho η_k , que é função da relação de espiras $1 : \eta_k$ do transformador conectado à célula k , de modo que

$$i_{jk} = \eta_k i_j. \quad (4.3)$$

Assim, as correntes de neutro i_{nk} de cada transformador são dadas por

$$i_{nk} = i_{ak} + i_{bk} + i_{ck} = \eta_k (i_a + i_b + i_c). \quad (4.4)$$

Caso o conversor tenha células de três braços, algumas dessas correntes são direcionadas para o ponto central do barramento CC, em vez de ir para o quarto braço da respectiva célula. Assim, nesses casos a corrente i_{n0} entrando no nó 0 do barramento é dada por

$$i_{n0} = \sum_{k=1}^K \bar{a}_k i_{nk} \quad (4.5)$$

onde $\bar{a}_k = 1$ se a célula k for de três braços, e $\bar{a}_k = 0$ se ela for de quatro braços.

4.2.2 Lado secundário

Pelo modelo ideal de transformadores considerado, as tensões v_{jkn} aplicadas no primário são reproduzidas no secundário multiplicadas pela relação de espiras η_k . Então, as tensões CA resultantes v_j aplicadas às cargas conectadas em cada fase são dadas por

$$v_j = \sum_{k=1}^K \eta_k v_{jkn}. \quad (4.6)$$

Se a configuração não utilizar transformadores na célula 1, como nas configurações de 1 a 4 mostradas na Figura 4.2, então deve-se considerar simplesmente $\eta_1 = 1$, tanto em (4.6) como em qualquer equação do modelo que for apresentada daqui em diante. Assim, aplicando (4.6) para estes os casos, tem-se:

- Para a configuração 1, na qual ambas as células têm quatro braços:

$$v_j = v_{j10} + \eta_2 v_{j20} - (v_{n10} + \eta_2 v_{n20}). \quad (4.7)$$

- Para a configuração 2, na qual ambas as células têm três braços ($v_{n10} = v_{n20} = 0$):

$$v_j = v_{j10} + \eta_2 v_{j20}. \quad (4.8)$$

- Para a configuração 3, na qual a célula 1 tem quatro e a 2 tem três braços ($v_{n20} = 0$):

$$v_j = v_{j10} + \eta_2 v_{j20} - v_{n10}. \quad (4.9)$$

- Para a configuração 4, na qual a célula 1 tem três e a 2 tem quatro braços ($v_{n10} = 0$):

$$v_j = v_{j10} + \eta_2 v_{j20} - \eta_2 v_{n20}. \quad (4.10)$$

4.2.3 Modelo final

Todas as tensões de polo $v_{j'k0}$ podem ser agrupadas numa única tensão resultante multinível refletida ao lado secundário, denotada por $v_{rj'}$ e dada por

$$v_{rj'} = \sum_{k=1}^K \eta_k v_{j'k0}. \quad (4.11)$$

Para $j' = n$, v_{rn} também é dada por (4.11), mas se a célula k for de três braços, então deve ser considerado que $v_{nk0} = 0$. Deste modo, para os casos com duas células tem-se:

- Para todas as configurações:

$$v_{rj} = v_{j10} + \eta_2 v_{j20}. \quad (4.12)$$

- Para a configuração 1:

$$v_{rn} = v_{n10} + \eta_2 v_{n20}. \quad (4.13)$$

- Para a configuração 2 ($v_{n10} = v_{n20} = 0$):

$$v_{rn} = 0. \quad (4.14)$$

- Para a configuração 3 ($v_{n20} = 0$):

$$v_{rn} = v_{n10}. \quad (4.15)$$

- Para a configuração 4 ($v_{n10} = 0$):

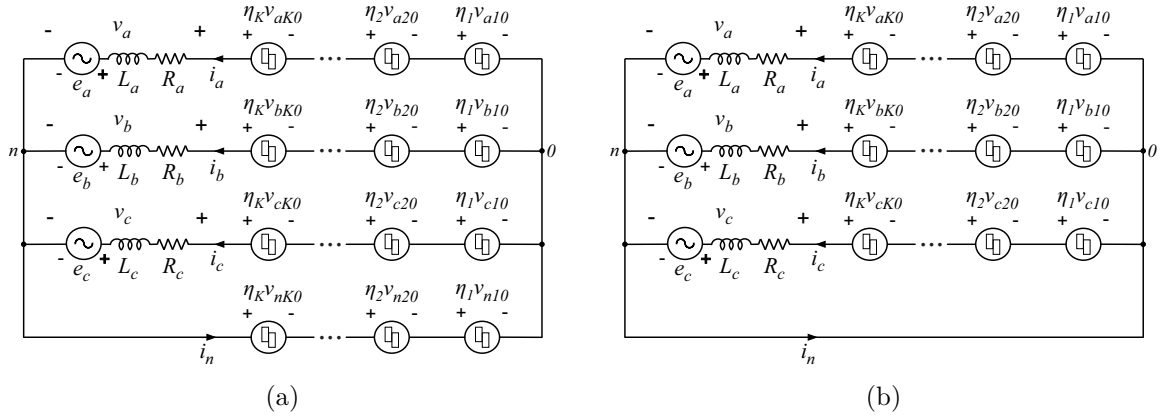
$$v_{rn} = \eta_2 v_{n20}. \quad (4.16)$$

Expandindo e reagrupando os termos de (4.6) e substituindo (4.11) nela, as tensões da carga v_j podem ser dadas por

$$v_j = v_{rj} - v_{rn} \quad (4.17)$$

que é uma fórmula mais compacta e leva aos circuitos equivalentes mostrados na Figura 4.4 para as configurações 4l e 3l.

Figura 4.4 – Circuitos equivalentes dos conversores trifásicos a quatro fios. (a) Circuito dos conversores com quatro braços por célula (configuração 4I). (b) Circuito dos conversores com três braços por célula (configuração 3I).



Finalmente, a dinâmica das correntes de fase i_j é dada em função do modelo uma carga RLE trifásica desbalanceada, de modo que cada fase tem uma fonte CA de tensão e_j em série com uma resistência R_j e uma indutância L_j , possivelmente distintas. Deste modo, a equação diferencial das correntes i_j é dada por

$$L_j \frac{di_j}{dt} + R_j i_j = v_j - e_j \quad (4.18)$$

onde deve-se considerar $e_j = 0$ para cargas passivas. Assim, a corrente de neutro i_n fica definida por

$$i_n = i_a + i_b + i_c. \quad (4.19)$$

4.3 Cálculo das Relações de Espiras

Em geral, deseja-se projetar as relações de espiras η_k para que as tensões $v_{rj'}$, e consequentemente as tensões v_j , tenham o máximo número possível de níveis igualmente distribuídos para uma dada configuração de células com três ou quatro braços. Então, se não existem restrições com relação aos estados de chaveamento (i.e., nenhum estado proibido), existe um total de 2^K combinações de estados distintos por fase, sendo possível calcular as relações de espiras para que cada uma dessas combinações corresponda a um nível distinto em v_{rj} , totalizando portanto 2^K níveis. De modo semelhante, se existem K' células de quatro braços dentre as K totais, então existem $2^{K'}$ combinações de estados de chaveamento na malha de neutro, sendo possíveis realizar $2^{K'}$ níveis distintos para v_{rn} .

Isto significa que, se nem todas as células forem de quatro braços, o número máximo de níveis para v_{rn} é menor do que para v_{rj} , uma vez que existe menos estados para gerar a tensão de neutro do que para as tensões de fase. Por exemplo, considerando a configuração 4 [Figura 4.2(d)], a célula 1 tem três braços e a 2 tem quatro. Portanto, as tensões v_{rj} são produzidas pelo conjunto de estados $(q_{j1}q_{j2})$, que por ter dois estados de chaveamento,

pode gerar até quatro combinações de estados diferentes e tem potencial de também gerar até quatro níveis ($N_{lvl} = 2^K = 2^2 = 4$). Por outro lado, como apenas uma célula tem quatro braços, a tensão v_{rn} é gerada por um único estado de chaveamento q_{n2} . Então, como apenas dois estados são possíveis, v_{rn} tem um máximo de dois níveis ($N'_{lvl} = 2^{K'} = 2^1 = 2$).

Além disso, o nível máximo de v_{rn} ($v_{rn,max}$) também pode ser menor do que o máximo de v_{rj} ($v_{r,max}$). Considerando o exemplo da configuração 4 citado acima, a tensão v_{rn} é gerada somente pela célula 2, fazendo com que seu valor máximo seja $v_{rn,max} = \eta_2 v_{dc}/2$. Já para as tensões v_{rj} , o nível máximo é $v_{r,max} = (1 + \eta_2)v_{dc}/2$, portanto $v_{rn,max} < v_{r,max}$.

Assim, de modo geral, para K células em cascata, das quais K' são de quatro braços, para gerar a máxima quantidade de níveis as relações de espiras η_k podem ser calculadas por (3.20) exatamente da mesma forma como na configuração 1 do capítulo 3. Os parâmetros \bar{A}_η e A_η ficam então definidos do mesmo modo, tal que

$$\eta_k = \bar{A}_\eta \cdot 2^{(K-k)} \quad (4.20)$$

$$\bar{A}_\eta = \frac{2A_\eta}{N_{lvl} - 1} \quad (4.21)$$

$$v_{r,max} = A_\eta v_{dc}. \quad (4.22)$$

Assim, as quantidades de níveis N_{lvl} e N'_{lvl} ficam definidas por

$$N_{lvl} = 2^K \quad (4.23)$$

$$N'_{lvl} = 2^{K'}. \quad (4.24)$$

Pela sequência de projeto proposta, o $v_{rn,max}$ fica definido em função das relações de espiras η_k já calculadas, i.e.,

$$v_{rn,max} = A'_\eta v_{dc} \quad (4.25)$$

onde o parâmetro A'_η é tal que

$$A'_\eta = \sum_{k=1}^K a_k \eta_k \quad (4.26)$$

onde $a_k = 1$ se a célula k for de quatro braços, e $a_k = 0$ se ela for de três braços. Desta forma tem-se $A'_\eta \leq A_\eta$, o que é compatível com a relação $v_{rn,max} \leq v_{r,max}$ prevista.

É importante destacar que o projeto de relações de espiras mostrado aqui implica na operação mais assimétrica dos conversores em cascata propostos, com cada célula processando uma quantidade diferente de potência e tendo contribuição de tensão diferente

para gerar $v_{r,j'}$. Deste modo, vale observar que configurações de assimetria intermediária, ou mesmo simétricas, também são possíveis e podem ser interessantes como visto no capítulo 3, embora não sejam abordadas aqui. Como já observado no capítulo anterior, nessas opções são geradas quantidades de níveis inferiores à máxima, ou mínima no caso simétrico. O cálculo das relações de espiras para estes casos se dá de forma semelhante a como foi apresentado na seção 3.3 para a configuração 1, considerando que aqui os valores de N'_{lv} e $v_{rn,max}$ ficam sujeitos à composição das topologias em termos de células de quatro e três braços, o que impacta também no PWM, como será visto adiante.

4.3.1 Caso particular: $\eta_1 = 1$

Considerando o caso particular em que não se utiliza transformador na célula 1, fica estabelecido que $\eta_1 = 1$. Portanto, fazendo $k = 1$ em (4.20) tem-se

$$\bar{A}_\eta = \frac{1}{2^{(K-1)}}. \quad (4.27)$$

Assim, substituindo (4.27) em (4.20), os η_k ficam determinados por

$$\eta_k = \frac{1}{2^{(k-1)}} \quad (4.28)$$

e os níveis máximos $v_{r,max}$ e $v_{rn,max}$ são dados por

$$v_{r,max} = \left(1 + \sum_{k=2}^K \eta_k \right) \frac{v_{dc}}{2} \quad (4.29)$$

$$v_{rn,max} = \left(a_1 + \sum_{k=2}^K a_k \eta_k \right) \frac{v_{dc}}{2}. \quad (4.30)$$

Observe que, segundo este projeto, o parâmetro A_η some das equações, perdendo o seu propósito de fazer o casamento entre $v_{r,max}$ e v_{dc} . Pela definição de que $\eta_1 = 1$, não se tem mais a capacidade de escolher A_η . Assim, por exemplo, se for desejado que as configurações propostas tenham o mesmo $v_{r,max}$ da convencional numa aplicação de inversor, devem-se ter tensões v_{dc} diferentes em cada caso, uma vez que para o mesmo v_{dc} as propostas sempre terão $v_{r,max}$ maior de acordo com (4.29), já que na convencional tem-se $v_{r,max} = v_{dc}/2$.

4.4 Técnica PWM

A discussão feita na seção 2.5 do capítulo 2 oferece as bases para o entendimento da técnica LS-PWM, bem como a descrição dos elementos básicos que a compõe. Deste modo, um detalhamento sobre estes aspectos é omitido aqui, sendo feitas apenas descrições complementares e específicas com relação às topologias propostas neste capítulo.

Como já explicado, no LS-PWM o primeiro passo é a construção da LUT. Para isto, os estados de chaveamento de cada fase são definidos como palavras binárias $Q_{j'}$, tal que

$$Q_{j'} = (q_{j'1}q_{j'2}q_{j'3}\dots q_{j'K}) \quad (4.31)$$

de modo que todos o valores possíveis são atribuídos a $Q_{j'}$, e as tensões $v_{rj'}$ são calculadas para construção da LUT. Deve-se lembrar, no entanto, que a tensão de neutro v_{rn} pode ter uma distribuição de níveis diferente, uma vez que $N'_{lvl} \leq N_{lvl}$ e $v_{rn,max} \leq v_{r,max}$. Assim, de fato devem ser geradas duas LUTs, uma para as tensões v_{rj} e outra para v_{rn} .

Assim, de posse das LUTs, as referências $v_{rj'}$ devem ser determinadas para a realização do LS-PWM de cada fase. Dadas as tensões de referência trifásicas v_j^* , as referências v_{rj}^* podem ser calculadas em função de v_{rn}^* por

$$v_{rj}^* = v_j^* + v_{rn}^*. \quad (4.32)$$

Observe que a referência v_{rn}^* da tensão de neutro é equivalente à v_n^* dos sistemas a três fios dos capítulos 2 e 3, também representando um grau de liberdade a ser explorado. Como aqui não há requisito de controle específico a ser atendido por v_{rn}^* , ela pode ser definida de modo semelhante ao capítulo 3, i.e., de forma normalizada entre seus valores mínimo ($v_{rn,min}^*$) e máximo ($v_{rn,max}^*$), tal que

$$v_{rn}^* = (1 - \mu_{rn})v_{rn,min}^* + \mu_{rn}v_{rn,max}^* \quad (4.33)$$

onde $0 \leq \mu_{rn} \leq 1$. Em geral, é definido $\mu_{rn} = 0,5$ para que as tensões v_{rj}^* tenham simetria entre os semiciclos positivo e negativo. Deve-se então determinar os valores limitantes $v_{rn,min}^*$ e $v_{rn,max}^*$.

A tensão de neutro v_{rn} dos conversores a quatro fios propostos são independentes das tensões v_{rj} , ao contrário de v_n que é determinada por (2.4) em função de v_{rj} . Assim, em princípio a definição da referência v_{rn}^* estaria limitada somente por $v_{rn,max}$, i.e., $-v_{rn,max} \leq v_{rn}^* \leq v_{rn,max}$. No entanto, como v_{rj}^* é calculada por (4.32), sendo portanto função de v_{rn}^* , esta deve também levar em consideração os limites de v_{rj}^* , determinados por $v_{r,max}$. Assim, $v_{rn,min}^*$ e $v_{rn,max}^*$ devem ser tais que

$$\begin{aligned} v_{rn,min}^* &= \max\{-v_{rn,max}, v_{rn,min}^{\prime*}\} \\ v_{rn,max}^* &= \min\{v_{rn,max}, v_{rn,max}^{\prime*}\} \end{aligned} \quad (4.34)$$

de modo que

$$\begin{aligned} v_{rn,min}^{\prime*} &= -v_{r,max} - \min\{v_a^*, v_b^*, v_c^*\} \\ v_{rn,max}^{\prime*} &= v_{r,max} - \max\{v_a^*, v_b^*, v_c^*\}. \end{aligned} \quad (4.35)$$

onde as funções $\min\{\cdot\}$ e $\max\{\cdot\}$ retornam respectivamente os valores mínimo e máximo instantâneos entre os argumentos. Observe que os limites $v_{rn,min}^{\prime*}$ e $v_{rn,max}^{\prime*}$ são definidos de modo que a condição $-v_{r,max} \leq v_{rj}^* \leq v_{r,max}$ seja respeitada.

Para as configurações capazes de gerar a tensão v_{rn} , o cálculo de v_{rn}^* como descrito permite aumentar a tensão de pico máxima $V_{p,max}$ das referências v_j^* além de $v_{r,max}$, devido à injeção da terceira harmônica em v_{rj} , um método que é bastante encontrado na literatura, sobretudo em sistemas de três fios (BUJA; INDRI, 1975; BROECK; SKUDELNY; STANKE, 1988; TRZYNADLOWSKI, 1988; SILVA; SANTOS JÚNIOR; JACOBINA, 2011), mas que pode ser usado também em quatro fios. Deste modo, $V_{p,max}$ é dada por

$$V_{p,max} = \begin{cases} \frac{2}{\sqrt{3}}v_{r,max}, & \text{se } v_{rn,max} > 0 \\ v_{r,max}, & \text{caso contrário.} \end{cases} \quad (4.36)$$

Depois que os sinais v_{rj}^* forem calculados, eles devem ser comparados com portadoras deslocadas em nível para gerar as tensões $v_{rj'}$, de modo idêntico ao já explicado no capítulo 2. Uma diferença aqui é que, como já mencionado, a distribuição de níveis para v_{rn} pode ser diferente em relação às v_{rj} . Mesmo assim, em geral deseja-se manter uma distribuição uniforme dos N'_{lvl} níveis de $-v_{rn,max}$ a $v_{rn,max}$. Como o cálculo da relação de espiras é feito para otimizar a distribuição dos níveis de v_{rj} segundo este mesmo critério, para o caso de v_{rn} isto é garantido pela escolha adequada de quais células têm quatro ou três braços.

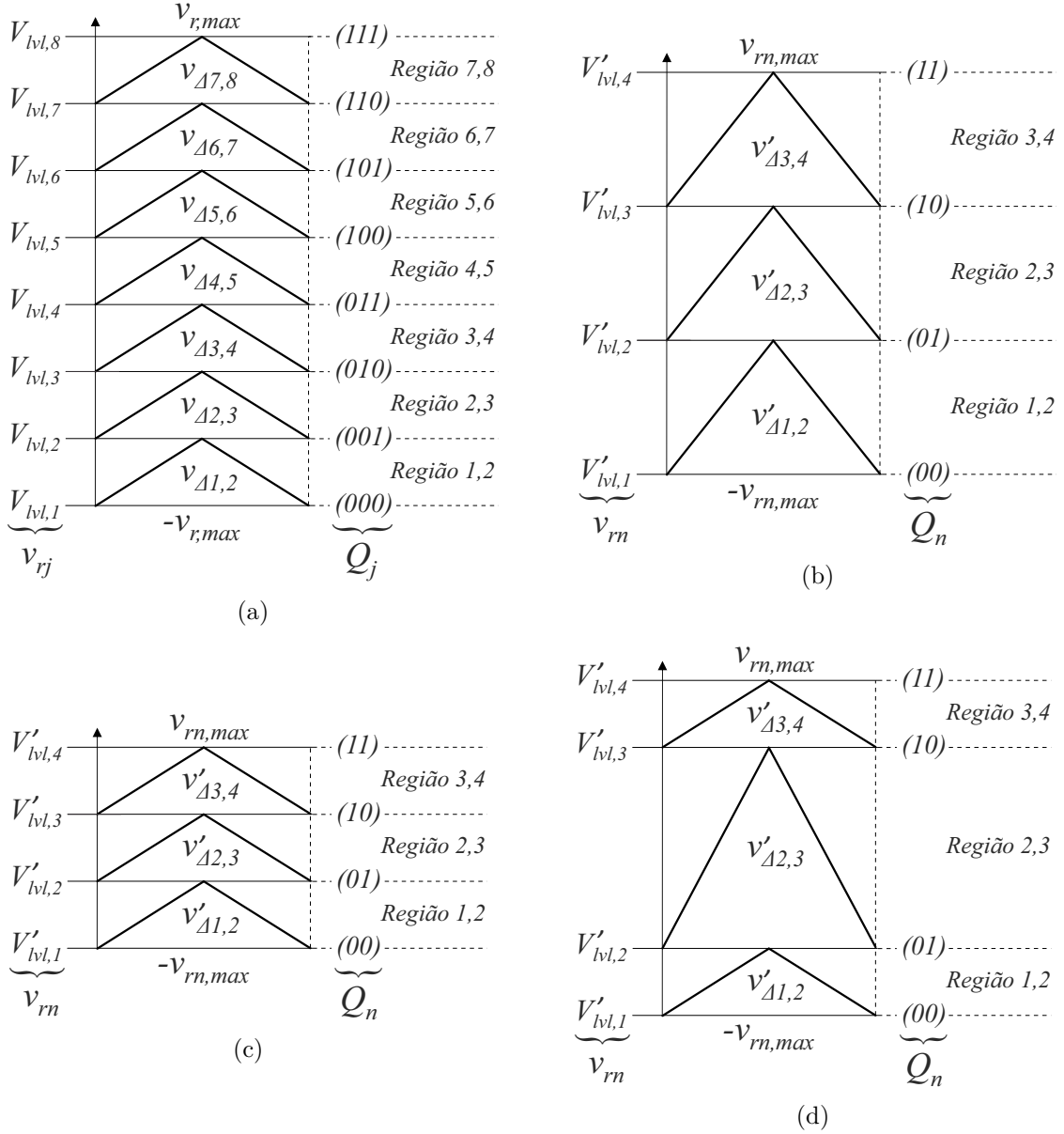
Por exemplo, na Figura 4.5 é mostrada a distribuição de níveis de tensão e de portadoras com os respectivos estados de chaveamento para uma topologia com três células em cascata, das quais duas são de quatro braços. Conforme observado na Figura 4.5(a), para as fases A, B e C existem $N_{lvl} = 8$ níveis de tensão de $-v_{r,max}$ a $v_{r,max}$, e 7 portadoras. Já nas Figuras de 4.5(b) a 4.5(d) são mostradas diferentes distribuições de níveis e portadoras para a fase N conforme a distribuição de células de quatro braços. Percebe-se que quando as células 1 e 2, ou 2 e 3 têm quatro braços, a distribuição de níveis é uniforme, sendo que no primeiro caso o $v_{rn,max}$ é o maior, e no segundo é o menor. Já quando as células 1 e 3 têm quatro braços, a distribuição é não uniforme e o $v_{rn,max}$ é intermediário. Em todos os casos tem-se $v_{rn,max} < v_{r,max}$. Assim, extrapolado este exemplo, em geral deve ser observado que para manter uma distribuição de níveis uniforme na tensão v_{rn} , todas as células de quatro braços devem ser adjacentes e obedecer o cálculo de η_k mostrado na seção 4.3. Embora seja possível desenvolver uma técnica LS-PWM adequada para distribuições não uniformes, ele não é coberto neste trabalho porque não é um caso ótimo para a redução da distorção harmônica das tensões e correntes.

Assim, obedecendo esta restrição, cada um dos níveis V_{lvl,n_l} de v_{rj} ($n_l = 1, 2, \dots, N_{lvl}$), e V'_{lvl,n'_l} de v_{rn} ($n'_l = 1, 2, \dots, N'_{lvl}$) podem ser indexados conforme seus valores crescentes tal que

$$V_{lvl,n_l} = -v_{r,max} + (n_l - 1)\Delta V_{lvl} \quad (4.37)$$

$$V'_{lvl,n'_l} = -v_{rn,max} + (n'_l - 1)\Delta V'_{lvl} \quad (4.38)$$

Figura 4.5 – Distribuição de tensão e portadoras com estados de chaveamento correspondentes para conversores de três células, sendo duas de quatro braços e uma de três. (a) Para as fases A, B e C. (b) Para a fase N, sendo as células 1 e 2 de quatro braços. (c) Para a fase N, sendo as células 2 e 3 de quatro braços. (d) Para a fase N, sendo as células 1 e 3 de quatro braços.



onde ΔV_{lv} e $\Delta V'_{lv}$ são as variações de tensão entre dois níveis adjacentes em cada caso, dadas respectivamente por

$$\Delta V_{lv} = \frac{2v_{r,max}}{N_{lv} - 1} \quad (4.39)$$

$$\Delta V'_{lv} = \frac{2v_{rn,max}}{N'_{lv} - 1}. \quad (4.40)$$

Assim, para $u = d + 1$ e $u' = d' + 1$, ficam definidas as regiões d, u e d', u' em que as tensões v_{rj} e v_{rn} podem respectivamente estar localizadas. Além disso, a cada região d, u corresponde uma portadora $v_{\Delta d,u}$, da mesma forma como fica definida uma portadora

$v'_{\Delta d', u'}$ para cada região d', u' . Estes dois grupos de portadoras permitem realizar o LS-PWM das tensões v_{rj} e v_{rn} , tal que para $V_{lv, d} \leq v_{rj}^* < V_{lv, u}$

$$v_{rj} = \begin{cases} V_{lv, d}, & \text{se } v_{rj}^* \leq v_{\Delta d, u} \\ V_{lv, u}, & \text{se } v_{rj}^* > v_{\Delta d, u} \end{cases} \quad (4.41)$$

e para $V'_{lv, d'} \leq v_{rn}^* < V'_{lv, u'}$

$$v_{rn} = \begin{cases} V'_{lv, d'}, & \text{se } v_{rn}^* \leq v'_{\Delta d', u'} \\ V'_{lv, u'}, & \text{se } v_{rn}^* > v'_{\Delta d', u'}. \end{cases} \quad (4.42)$$

Finalmente, o chaveamento é realizado considerando que, pelas LUTs, a cada nível V_{lv, n_i} corresponde um estado de chaveamento Q_{lv, n_i} para as fases A, B e C, do mesmo modo que a cada nível V'_{lv, n'_i} corresponde um estado de chaveamento Q'_{lv, n'_i} para a fase N, tal que

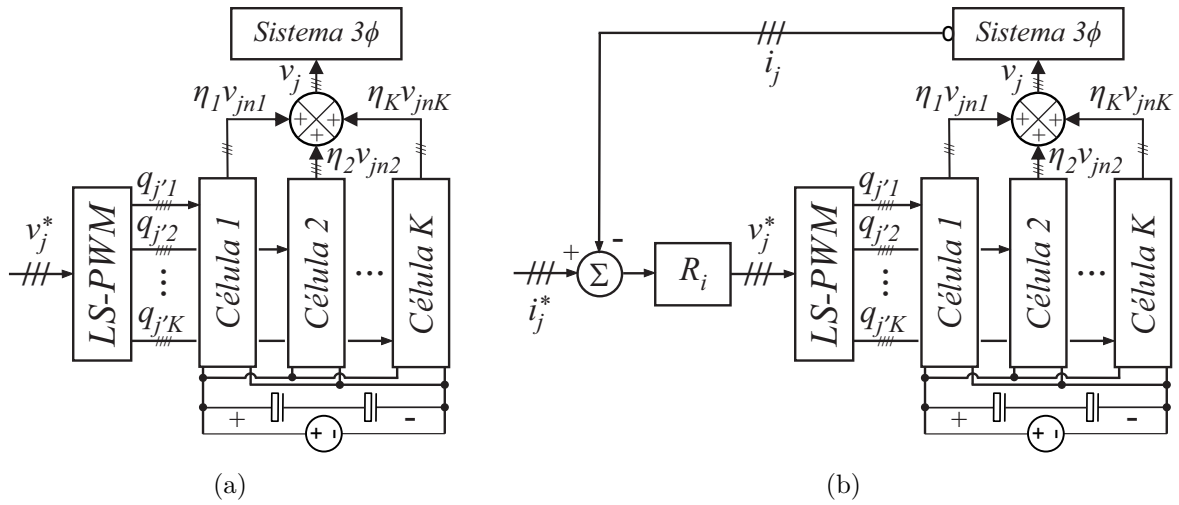
$$Q_j = \begin{cases} Q_{lv, d}, & \text{se } v_{rj}^* \leq v_{\Delta d, u} \\ Q_{lv, u}, & \text{se } v_{rj}^* > v_{\Delta d, u} \end{cases} \quad (4.43)$$

$$Q_n = \begin{cases} Q'_{lv, d'}, & \text{se } v_{rn}^* \leq v'_{\Delta d', u'} \\ Q'_{lv, u'}, & \text{se } v_{rn}^* > v'_{\Delta d', u'}. \end{cases} \quad (4.44)$$

4.5 Estratégia de Controle

Os sistemas de controle genéricos para as configurações convencional ou propostas são mostrados na Figura 4.6 em diagrama de blocos. Duas opções são fornecidas: na Figura 4.6(a), um sistema em malha aberta faz uma tensão fixa v_j ser fornecida de acordo com a referência v_j^* desejada, enquanto na Figura 4.6(b), um sistema em malha fechada fornece controle de corrente para cargas que talvez possam requerer este recurso, tal como filtros ativos e sistemas de acionamento de motores. Neste último caso, o bloco R_i representa três controladores PI ressonantes, um para a corrente de cada fase. Eles recebem os sinais de erro $i_j^* - i_j$ e geram as tensões de referência v_j^* , tal que o sistema de LS-PWM possa realizar o chaveamento dos conversores de acordo com a técnica descrita. Este sistema pode precisar ser adaptado dependendo da aplicação, e o modelo do controlador PI ressonante é mostrado em (JACOBINA et al., 2001). Para a operação em malha aberta, os controladores são simplesmente descartados e as tensões de referência v_j^* desejadas são diretamente fornecidas. A operação em malha aberta é o modo padrão utilizado nos resultados obtidos neste trabalho.

Figura 4.6 – Diagrama de blocos do sistema de controle genérico. (a) Diagrama em malha aberta, para tensão da carga v_j fixa. (b) Diagrama em malha fechada com controle de corrente, para corrente de carga i_j fixa.



4.6 Resultados de Simulação

Como nos capítulos anteriores, as simulações foram feitas no PSIM e os dados foram processados no MATLAB para gerar gráficos e tabelas. Os resultados foram obtidos para a configuração 0 (convencional) e para as configurações de 1 a 4 (propostas, com duas células) mostradas na Figura 4.2. Elas alimentaram a mesma carga passiva desbalanceada sob um sistema de controle em malha aberta, e os gráficos são mostrados nas Figuras de 4.7 a 4.9. Para as configurações elegíveis (todas exceto a configuração 2), foi considerado $\mu_{rn} = 0,5$, o que fornece o mesmo perfil para os semiciclos positivo e negativo das referências v_{rj}^* com terceira harmônica injetada. Além disso, os seguintes parâmetros foram considerados:

- $T_h = 1 \mu s$ (passo de cálculo);
- $V_N = 110 \text{ V}$ (tensão RMS de base por fase);
- $P_N = 1,8 \text{ kW}$ (potência trifásica de base);
- $f_s = 60 \text{ Hz}$ (frequência fundamental do lado CA);
- $V_l = 1 \text{ p.u.}$ (tensão invertida para a carga CA);
- $P_l = 1 \text{ p.u.}$ (potência nominal da carga);
- p.f. $\approx 0,99$ (fator de potência da carga);
- Potência da carga na fase A: 38% de P_l (14% de desbalanceamento);
- Potência da carga na fase B: 27% de P_l (-19% de desbalanceamento);
- Potência da carga na fase C: 35% de P_l (5% de desbalanceamento);

- $V_{p,max} = 170$ V (amplitude de pico máxima para v_j);
- $m_a = 0,91$ (índice de modulação em amplitude do conversor);
- $f_{\Delta} = 10$ kHz.

Uma vez que a mesma capacidade máxima de geração de tensão CA foi estabelecida para todas as configurações, tal que $V_{p,max} = 170$ V, diferentes tensões de barramento CC foram calculadas para cada configuração, sendo as seguintes:

- Para a configuração 0 convencional: $v_{dc} = 300$ V;
- Para as configurações 1, 3 e 4: $v_{dc} = 200$ V;
- Para a configuração 2: $v_{dc} = 230$ V.

Como não há tensão v_{rn} produzida na configuração 2, nenhuma injeção de terceira harmônica pôde ser feita em v_{rj}^* . Desta forma, um valor maior para a tensão v_{dc} foi definido, de modo que o mesmo índice de modulação (m_a) foi mantido para todas as configurações. Para a configuração convencional, a tensão v_{dc} foi ajustada para um valor ainda maior, também para manter o mesmo índice de modulação, uma vez que ela tem apenas uma célula. O m_a foi calculado por (4.45) em função da tensão de pico V_p ajustada para as tensões de referência v_j^* , tal que

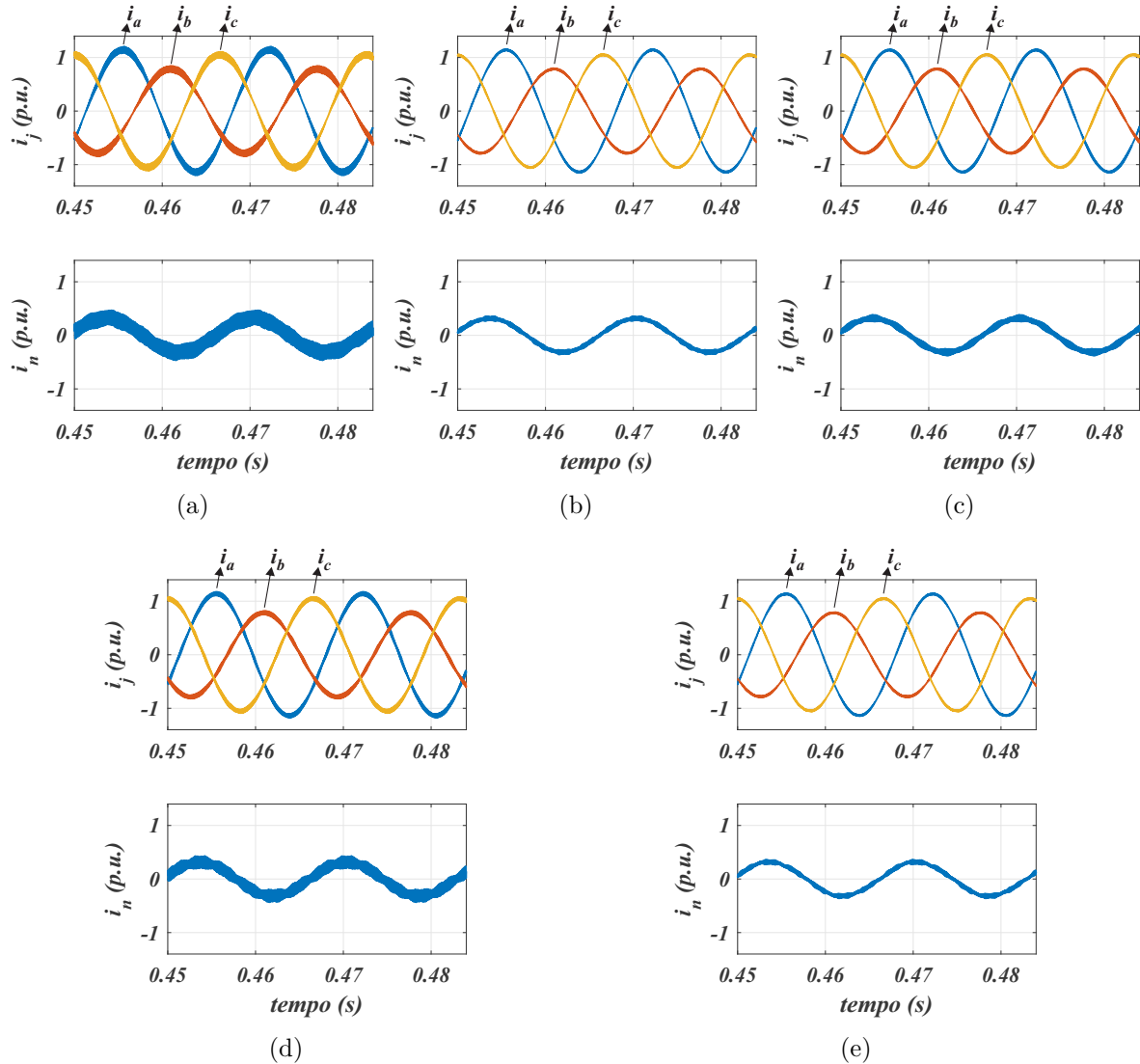
$$m_a = \frac{V_p}{V_{p,max}}. \quad (4.45)$$

4.6.1 Análise dos gráficos e da distorção harmônica

Na Figura 4.7 as correntes $i_{j'}$ são mostradas para a configuração convencional e para todas as propostas com duas células em cascata. Pode ser percebido que em cada caso as correntes refletiram as condições desbalanceadas da carga, como esperado, uma vez que a tensão aplicada a cada fase foi a mesma em amplitude. A maior corrente foi a da fase A, seguida pela fase C, e a fase B teve a menor corrente, o que está de acordo com a distribuição de potência estabelecida entre as fases. Estas correntes foram respectivamente de 1,14, 0,81 e 1,05 p.u., enquanto a corrente de neutro i_n foi de 0,32 p.u. apenas.

A Figura 4.7 também mostra que as configurações 1 e 4 [ver Figuras 4.7(b) e 4.7(e)] tiveram menor conteúdo harmônico tanto nas correntes das fases i_j como em i_n (menor *ripple*). Entre as configurações propostas, a configuração 3 apresentou maior *ripple*, mas mesmo assim menor do que a configuração convencional [ver Figura 4.7(a)]. Para quantificar este conteúdo harmônico, a Tabela 4.1 fornece tanto a THD das correntes i_j quanto a WTHD das tensões v_j , para uma frequência fixa de portadoras deslocadas em

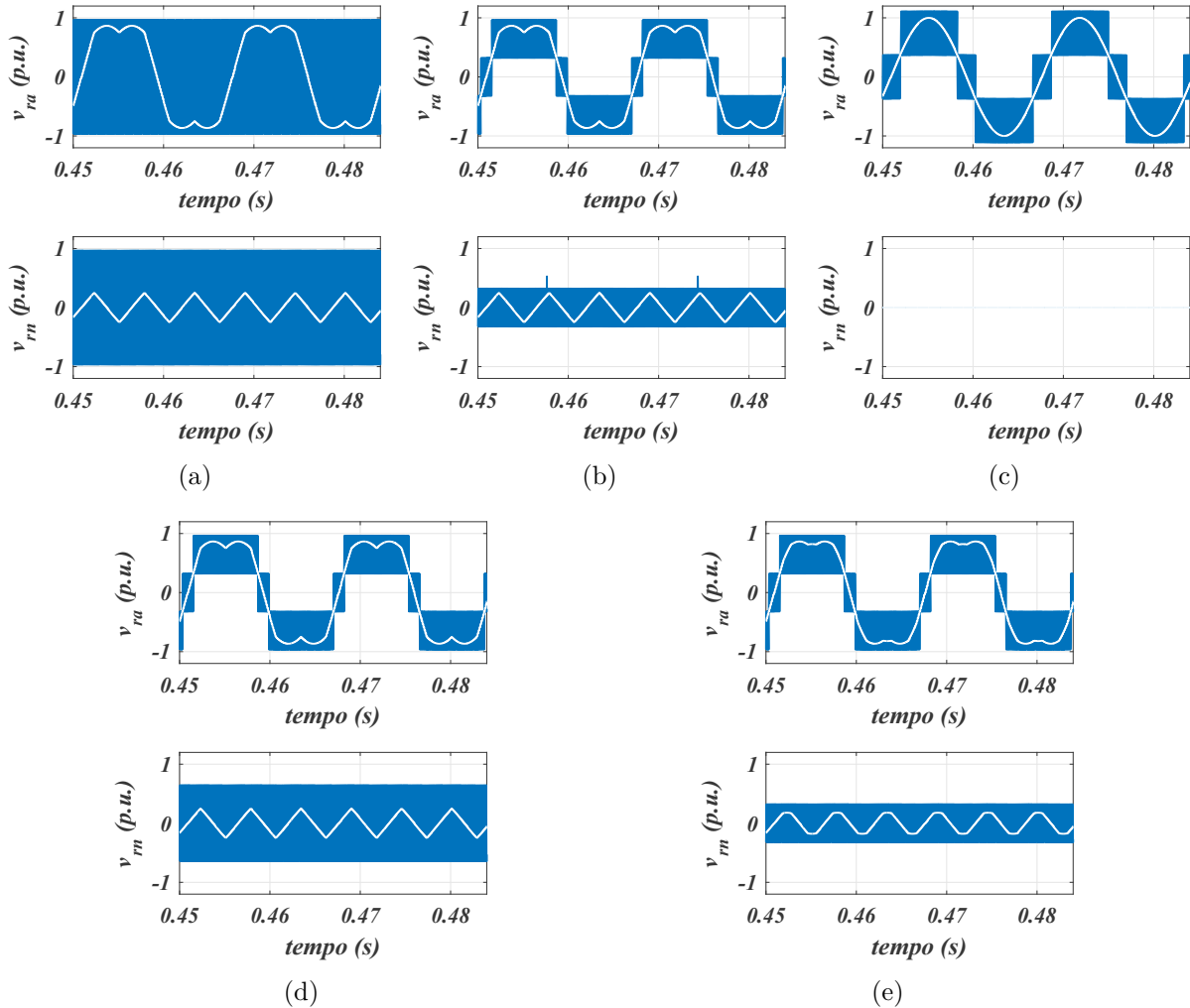
Figura 4.7 – Resultados de simulação. Correntes i_j para as configurações convencional e propostas com duas células. (a) Para a configuração 0 (convencional). (b) Para a configuração 1. (c) Para a configuração 2. (d) Para a configuração 3. (e) Para a configuração 4.



nível $f_{\Delta} = 10$ kHz. Como as correntes i_j têm diferentes amplitudes, as THDs delas são mostrados separadamente, o que não foi feito para as tensões v_j porque elas tiveram o mesmo perfil, sendo diferenciadas apenas pelo ângulo de fase.

Os menores valores de THD e WTHD calculados foram os das configurações 1 (Conf. 1) e 4 (Conf. 4), especialmente a 4. Entre as configurações propostas, as maiores THD e WTHD foram as da configuração 3 (Conf. 3), enquanto a configuração 2 (Conf. 2) ficou localizada de forma intermediária. A configuração convencional (Conf. 0) apresentou os maiores valores THD e WTHD, como esperado. Além disso, pode-se perceber a diferença entre as THDs de cada corrente de fase. Isto se deu porque elas apresentaram o mesmo nível de *ripple*, mas tiveram componentes fundamentais de diferentes amplitudes. Então, relativamente às respectivas fundamentais, era esperado que elas tivessem THDs

Figura 4.8 – Resultados de simulação. Tensões v_{ra} e v_{rn} para as configurações convencional e propostas com duas células. As curvas em branco são as referências. (a) Para a configuração 0 (convencional). (b) Para a configuração 1. (c) Para a configuração 2. (d) Para a configuração 3. (e) Para a configuração 4.



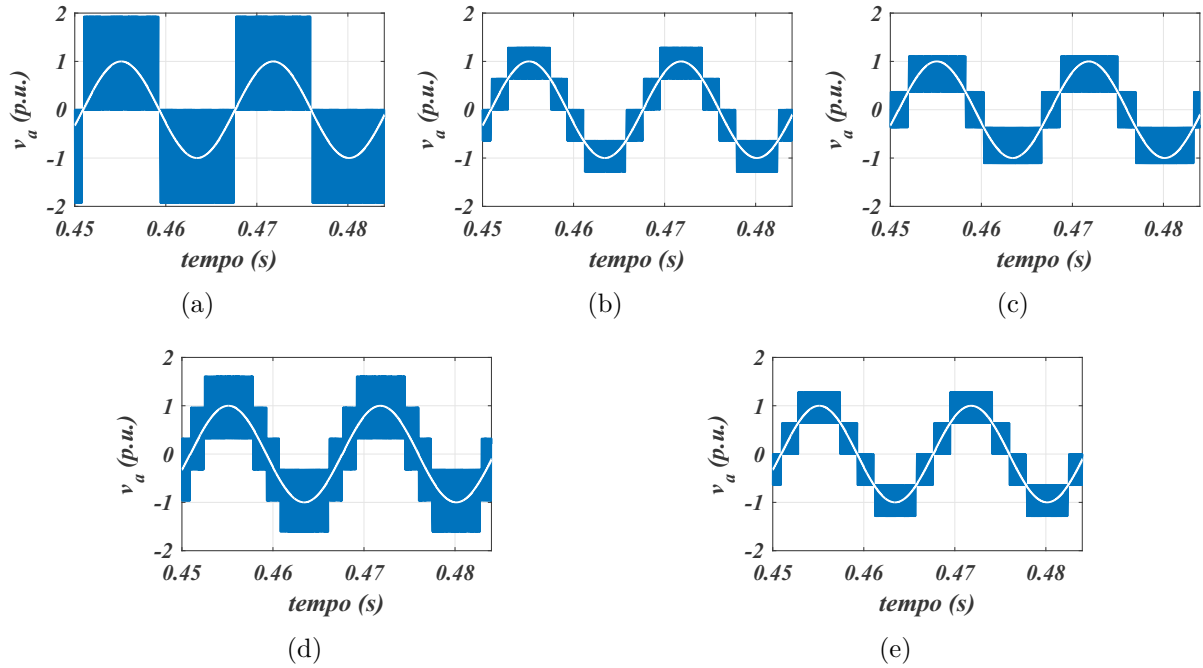
diferentes, de modo que as correntes com menores amplitudes apresentaram as maiores THDs.

Tabela 4.1 – THD das correntes i_j e WTHD médio das tensões v_j , com frequência das portadoras deslocadas em nível fixada em $f_{\Delta} = 10$ kHz.

	Conf. 0	Conf. 1	Conf. 2	Conf. 3	Conf. 4
i_a THD (%)	3,41	0,99	1,50	2,29	0,92
i_b THD (%)	4,87	1,29	2,12	3,25	1,28
i_c THD (%)	3,68	1,02	1,60	2,46	1,01
THD médio (%)	3,99	1,10	1,74	2,67	1,07
v_j WTHD (%)	0,555	0,222	0,275	0,388	0,213

Comparando os perfis das tensões v_{ra} e v_{rn} mostrados na Figura 4.8, pode-se ver que as configurações propostas apresentaram mais níveis em v_{ra} do que a convencional (4 níveis para as propostas contra 2 níveis da convencional). Isto justifica os valores consi-

Figura 4.9 – Resultados de simulação. Tensão v_a para as configurações convencional e propostas com duas células. As curvas em branco são as referências. (a) Para a configuração 0 (convencional). (b) Para a configuração 1. (c) Para a configuração 2. (d) Para a configuração 3. (e) Para a configuração 4.



deravelmente menores de THD e WTHD observados na Tabela 4.1 para as configurações propostas. Além disso, a tensão v_{rn} chaveou entre níveis mais próximos da referência nas configurações 1 e 4 do que na configuração 3, e a configuração 2 não produziu tensão v_{rn} ($v_{rn} = 0$). Este fato explica porque as THDs e WTHDs nas configurações 1 e 4 foram menores do que nas outras, e porque elas foram maiores na configuração 3, i.e., em algum ponto é melhor não ter nenhuma tensão v_{rn} gerado do que gerá-la chaveando entre níveis mais distantes. No entanto, porque a configuração 2 não gerou v_{rn} , não foi possível realizar a injeção da terceira harmônica nas tensões v_{rj} , de modo que foi necessário estabelecer um maior valor de $v_{r,max}$ para manter o valor de $V_{p,max}$ igual ao das outras configurações, como calculado por (4.36).

A composição das tensões v_{ra} com v_{rn} em cada caso forma a tensão v_a ($v_j = v_{rj} - v_{rn}$), cujos perfis são mostrados na Figura 4.9 para a configuração convencional e as propostas. Pode-se ver que na topologia convencional, v_a apresentou somente três níveis, menos do que todas as configurações propostas, o que reforça o motivo delas terem apresentado menores THD e WTHD. As configurações 1 e 4 ambas apresentaram cinco níveis, e a configuração 2 apresentou quatro níveis. A configuração 3 teve seis níveis, mas enquanto nas outras configurações o chaveamento entre os níveis era feito entre os dois mais próximos da referência, na configuração 3 ele foi feito entre três níveis, fazendo com que a THD e WTHD fosse o maior dentre as configurações propostas.

4.6.2 Estimativa de perdas

A Tabela 4.2 mostra as perdas estimadas por condução (P_{cd}), chaveamento (P_{sw}) e totais (P_{sc}) nos semicondutores, e por condução (P_{wr}), no núcleo (P_{cr}) e totais (P_{tr}) dos transformadores, bem como as perdas totais (P_{tot}) das configurações, tanto na convencional quanto nas propostas, todas normalizadas em relação à potência total trifásica da carga (P_l). A metodologia utilizada foi a mesma do capítulo 3, dispensando maiores detalhes. Para fornecer uma comparação justa sob os mesmos requisitos de THD da corrente na carga, os valores mostrados na Tabela 4.2 são para uma THD média de i_j fixado em 4% para todas as configurações, o que garantiu, nas frequências de portadoras f_Δ mostradas e nas condições simuladas de desbalanceamento, uma THD abaixo de 5% para qualquer corrente de fase. Foi considerado $R'_t = 329 \text{ m}\Omega$ e $V_t = 220 \text{ V RMS}$ na estimativa dos transformadores, além dos $V_{p,2}$ (tensões RMS nos primários dos transformadores da célula 2) mostrados na Tabela 4.2.

Tabela 4.2 – Estimativa de perdas por condução (P_{cd}), por chaveamento (P_{sw}) e totais (P_{sc}) nos semicondutores, por condução (P_{wr}), no núcleo (P_{cr}) e totais (P_{tr}) nos transformadores, e totais das configurações (P_{tot}), normalizadas pela potência da carga e para uma THD média das correntes i_j fixa igual a 4%.

	Conf. 0	Conf. 1	Conf. 2	Conf. 3	Conf. 4
Contagem de IGBTs	8	16	12	14	14
f_Δ (kHz)	10	2,75	4,50	7,00	2,70
$V_{p,2}$ (V)	—	67,1	62,2	56,8	77,9
P_{cd} (%)	1,25	1,84	1,68	1,79	1,74
P_{sw} (%)	3,02	0,48	0,71	1,03	0,39
P_{sc} (%)	4,27	2,32	2,39	2,82	2,13
P_{wr} (%)	—	0,51	0,47	0,43	0,59
P_{cr} (%)	—	0,5	0,5	0,5	0,5
P_{tr} (%)	—	1,01	0,97	0,93	1,09
P_{tot} (%)	4,27	3,33	3,36	3,75	3,22

A configuração convencional apresentou menores perdas por condução do que todas as configurações propostas, porque ela utilizou menos semicondutores e não empregou transformadores. Mas pelo motivo de ter a maior tensão de barramento v_{dc} e precisar da maior frequência f_Δ para alcançar a mesma THD, ela apresentou também as maiores perdas por chaveamento. No final, como visto na Tabela 4.2, a configuração convencional teve as maiores perdas totais.

As menores perdas foram aquelas das configurações 1 e 4, com a configuração 4 apresentando perdas ainda menores, porque ela teve menor contagem de IGBTs (menos perdas por condução) e uma frequência de portadoras um pouco menor do que a configuração 1 (menos perdas por chaveamento). Entre as configurações propostas, a configuração 3 apresentou as maiores perdas totais, uma vez que ela necessitou de uma frequência de portadoras mais elevada para atingir a mesma THD das outras. Por outro lado, a

configuração 2 ainda ofereceu um bom valor de perdas totais, próximo aos valores das configurações 1 e 4, uma vez que ela não empregou quarto braço e por isso teve menores perdas por condução, mesmo que sua frequência de portadoras tenha sido maior, além de ter também uma maior tensão v_{dc} , fatores que tornaram suas perdas por chaveamento maiores.

Estas análises podem ser confirmadas observando-se as Tabelas 4.3 e 4.4, que mostram as frequências médias de chaveamento normalizadas das chaves de cada braço, considerando as situações com frequência de portadoras f_{Δ} fixa em 10 kHz (como na Tabela 4.1) e com a THD média das correntes i_j fixado em 4% (como na Tabela 4.2), respectivamente. Nas tabelas, as frequências $\bar{f}_{sw,j1}$, $\bar{f}_{sw,j2}$, $\bar{f}_{sw,n1}$ e $\bar{f}_{sw,n2}$ se referem respectivamente aos dispositivos dos braços $j1$, $j2$, $n1$ e $n2$ dos conversores, onde os braços são denominados de acordo com seus pontos centrais mostrados na Figura 4.2, tal que o braço $a1$ seja o braço da fase A da célula 1, por exemplo. Além disso, a normalização foi feita com relação à frequência f_s das referências v_j^* , de modo análogo a como feito nos capítulos anteriores.

Tabela 4.3 – Frequência de chaveamento média normalizada por f_s para os braços de cada célula, com frequência de portadoras fixa em $f_{\Delta} = 10$ kHz.

	Conf. 0	Conf. 1	Conf. 2	Conf. 3	Conf. 4
$\bar{f}_{sw,j1}$	166,7	24,0	40,7	24,0	24,0
$\bar{f}_{sw,j2}$	—	168,7	167,3	168,7	168,7
$\bar{f}_{sw,n1}$	166,7	166,7	—	166,7	—
$\bar{f}_{sw,n2}$	—	166,7	—	—	166,7
Média	166,7	113,9	104,0	106,4	106,4

Tabela 4.4 – Frequência de chaveamento média normalizada por f_s para os braços de cada célula, com THD de corrente fixado em 4%.

	Conf. 0	Conf. 1	Conf. 2	Conf. 3	Conf. 4
f_{Δ} (kHz)	10,00	2,75	4,50	7,00	2,70
$\bar{f}_{sw,j1}$	166,7	8,0	19,3	17,0	8,0
$\bar{f}_{sw,j2}$	—	47,7	76,3	118,0	47,3
$\bar{f}_{sw,n1}$	166,7	45,7	—	115,7	—
$\bar{f}_{sw,n2}$	—	45,7	—	—	46,7
Média	166,7	32,3	47,8	74,4	30,4

A Tabela 4.3 mostra que, para um f_{Δ} fixo, as configurações propostas naturalmente apresentaram uma menor frequência de chaveamento média. Isto se deu pelo fato de que nelas a frequência dos braços $j1$ foi consideravelmente menor, o que foi permitido pela assimetria na contribuição de tensão e potência dada por cada célula. Observando a Tabela 4.4, pode-se perceber que, para alcançar a THD especificada, a configuração convencional precisou manter sua frequência de chaveamento média inalterada em relação

ao caso anterior, enquanto as configurações propostas tiveram suas frequências reduzidas. Esta redução, aliada ao fato de que as configurações propostas também tiveram menor tensão de barramento v_{dc} comparadas à convencional, fizeram com que suas perdas por chaveamento fossem consideravelmente menores, ao ponto de compensar as maiores perdas por condução.

4.6.3 Corrente dos semicondutores e potência dos transformadores

Nesta subseção é feita uma análise dos impactos possíveis de se ter braços e transformadores adicionais nas configurações propostas com relação à configuração convencional. Com este propósito, além das Tabelas 4.3 e 4.4, as Tabelas 4.5 e 4.6 também são analisadas. Elas mostram respectivamente as correntes $\bar{I}_{j'k}$ das chaves IGBT de cada braço $j'k$, normalizadas com relação à corrente nominal da carga I_l , e a potência das células e transformadores normalizada com relação à potência total trifásica nominal da carga P_l .

Tabela 4.5 – Corrente das chaves de cada braço normalizadas pela corrente nominal I_l .

	Conf. 0	Conf. 1	Conf. 2	Conf. 3	Conf. 4
\bar{I}_{a1}	1,14	1,14	1,14	1,14	1,14
\bar{I}_{b1}	0,79	0,79	0,79	0,79	0,79
\bar{I}_{c1}	1,05	1,05	1,05	1,05	1,05
Média braços $j1$	1,00	1,00	1,00	1,00	1,00
\bar{I}_{a2}	—	0,57	0,57	0,57	0,57
\bar{I}_{b2}	—	0,39	0,39	0,39	0,39
\bar{I}_{c2}	—	0,53	0,53	0,53	0,53
Média braços $j2$	—	0,50	0,50	0,50	0,50
\bar{I}_{n1}	0,32	0,32	—	0,32	—
\bar{I}_{n2}	—	0,16	—	—	0,16

Na Tabela 4.5, pode-se observar que a corrente média dos braços da célula 2 foi 50% da corrente nominal da carga. Em cada braço $j2$ a corrente variou de 39% a 57%. Além disso, cruzando os dados da Tabela 4.5 com aqueles das Tabelas 4.3 e 4.4, pode-se perceber que, para as configurações propostas, os braços $j1$ que tiveram maior corrente (variando de 79% a 114%) também apresentaram frequência de chaveamento média muito menor do que os braços $j2$ e do que os braços $j1$ correspondentes da configuração 0 convencional. Então, apesar da configuração 0 precisar de menos braços, eles tiveram requisitos altos de corrente e frequência, o que é uma combinação que pode levar a módulos de IGBT mais caros e operando sob maior estresse de chaveamento.

Por outro lado, as configurações propostas precisaram de mais dispositivos, mas aqueles com maior corrente tiveram menor frequência média de chaveamento, e os de maior frequência apresentaram baixa corrente, levando a dispositivos possivelmente mais baratos. Os quartos braços $n1$ e $n2$ também seguiram esta lógica porque, mesmo que eles tenham frequência de chaveamento mais alta, eles devem ser projetados para a corrente

de neutro, que é tipicamente baixa. É claro que isto depende do nível e da natureza do desbalanceamento, mas é verdade para a maior parte dos casos, o que faz dos braços $n1$ e $n2$ particularmente baratos, especialmente o braço $n2$ que tem a corrente mais baixa dentre todos.

Assim, a configuração 4 mostrou-se mais atrativa por utilizar apenas o quarto braço com menor corrente (braço $n2$), tendo ainda melhor desempenho do que a configuração 1 que utilizou ambos os quartos braços. A configuração 2 também mostrou ter um bom custo-benefício porque, mesmo que ela tenha apresentado pior desempenho do que as configurações 1 e 4, ela não utilizou nenhum quarto braço e ofereceu melhor desempenho do que a configuração 3, que utilizou um quarto braço com maior corrente.

Finalmente, é difícil dizer precisamente se as configurações propostas seriam realmente mais caras do que a convencional em termos de semicondutores. Mas considerando razoável que a diferença de custo não seria tão grande e que elas fornecem melhor desempenho com menores perdas (mesmo considerando os transformadores), algumas opções, como a configuração 4, são particularmente atrativas.

Tabela 4.6 – Potências de cada célula e dos transformadores monofásicos, normalizadas com relação à potência nominal trifásica da carga $P_l = 1,8$ kW.

	Conf. 0	Conf. 1	Conf. 2	Conf. 3	Conf. 4
Célula 1	100%	84,4%	94,7%	84,4%	84,4%
Célula 2	—	15,6%	5,3%	15,6%	15,6%
Transformador fase A	—	6,0%	2,0%	6,0%	6,0%
Transformador fase B	—	4,1%	1,4%	4,1%	4,1%
Transformador fase C	—	5,5%	1,9%	5,5%	5,5%

No que diz respeito à potência, a distribuição entre as células de cada configuração e entre os transformadores monofásicos correspondentes é mostrada na Tabela 4.6. Pode ser observado que, enquanto a configuração 0 convencional concentrou toda a potência transferida na sua única célula e não utilizou transformadores, as configurações propostas apresentaram uma distribuição assimétrica de potência convertida entre suas células. Nestes casos, a célula 1 processou a maior parte da potência, cerca de 84% para as configurações 1, 3 e 4, e 95% para a configuração 2. Isto significa também que os transformadores conectados à célula 2 apresentaram uma potência consideravelmente menor comparada à potência nominal da carga, especialmente no caso da configuração 2.

Estes transformadores certamente representam uma desvantagem das configurações propostas, uma vez que acrescentam custo, peso e espaço ocupado. No entanto, esta desvantagem pode ser atenuada, uma vez que eles devem ser projetados para uma fração pequena da potência da carga. Particularmente, a configuração 2 requer três transformadores monofásicos de aproximadamente 2% da potência da carga apenas (ou um trifásico equivalente com 6%). Mesmo que esta seja a configuração proposta com o segundo pior

desempenho, dependendo da situação ela pode representar um bom custo-benefício. Por outro lado, a configuração 3 não é atrativa, já que requer transformadores de potência maior, mais fornece o pior desempenho entre as propostas.

4.6.4 Localização dos quartos braços

Observando os dados mostrados até então, pode-se perceber que dentre as configurações propostas, a configuração 4 ofereceu o melhor desempenho, i.e., ela apresentou as menores THDs de corrente e WTHD de tensão para $f_{\Delta} = 10$ kHz e teve as menores perdas para uma THD média das correntes i_j igual a 4%. Então, dentre as escolhas possíveis de onde colocar o quarto braço (i.e., em ambas as células, em apenas uma, ou em nenhuma), para os casos simulados a melhor escolha foi a de colocar o quarto braço somente na célula 2, que é a que contribui com a menor parcela de tensão para a tensão multinível resultante (devido à relação de espiras do transformador).

Em geral, para um número indefinido de células em cascata, pode-se extrapolar este resultado e dizer que a melhor escolha para inserção do quarto braço é colocá-lo em células com as menores contribuições de tensão e de potência, o que quer dizer associá-los aos transformadores com menores relações de tensão. Então, os quartos braços devem ser colocados primeiramente na célula K , depois na $K - 1$, e assim por diante até que seja possível gerar um v_{rn} correspondente à referência v_{rn}^* , tal que seja possível fazer a injeção da terceira harmônica de forma adequada. Isto não apenas melhora o desempenho do conversor resultante, mas reduz os custos dos quartos braços porque eles são adicionados apenas na quantidade necessária e têm baixos requisitos de corrente.

4.7 Resultados Experimentais

Os resultados experimentais são mostrados da Figura 4.10 à 4.12, para as mesmas configurações das simulações. Para demonstrar a operação dos sistemas sob condições desbalanceadas, uma carga trifásica passiva desequilibrada foi alimentada com tensões trifásicas equilibradas em malha aberta. Como nos resultados de simulação, para as configurações elegíveis (todas exceto a configuração 2) foi ajustado $\mu_{rn} = 0,5$, e os seguintes parâmetros foram definidos: $V_N = 110$ V, $P_N = 1,05$ kW, $f_s = 60$ Hz, $V_l = 1$ p.u., $P_l = 1$ p.u., p.f. $\approx 0,997$, potência da carga na fase A de 38% de P_l (14% de desbalanceamento), na fase B de 27% de P_l (-19% de desbalanceamento), na fase C de 35% de P_l (5% de desbalanceamento), $V_{p,max} = 170$ V, $m_a = 0,9$ e $f_{\Delta} = 10$ kHz.

Como visto, exceto pela potência nominal trifásica P_l , todos os outros parâmetros e condições foram os mesmos que os dos resultados de simulação. Então, uma vez que $V_{p,max} = 170$ V, diferentes tensões de barramentos CC também foram calculadas para cada configuração, e foram as mesmas dos resultados de simulação, como segue:

- Para a configuração 0 convencional: $v_{dc} = 300$ V;
- Para as configurações 1, 3 e 4: $v_{dc} = 200$ V;
- Para a configuração 2: $v_{dc} = 230$ V.

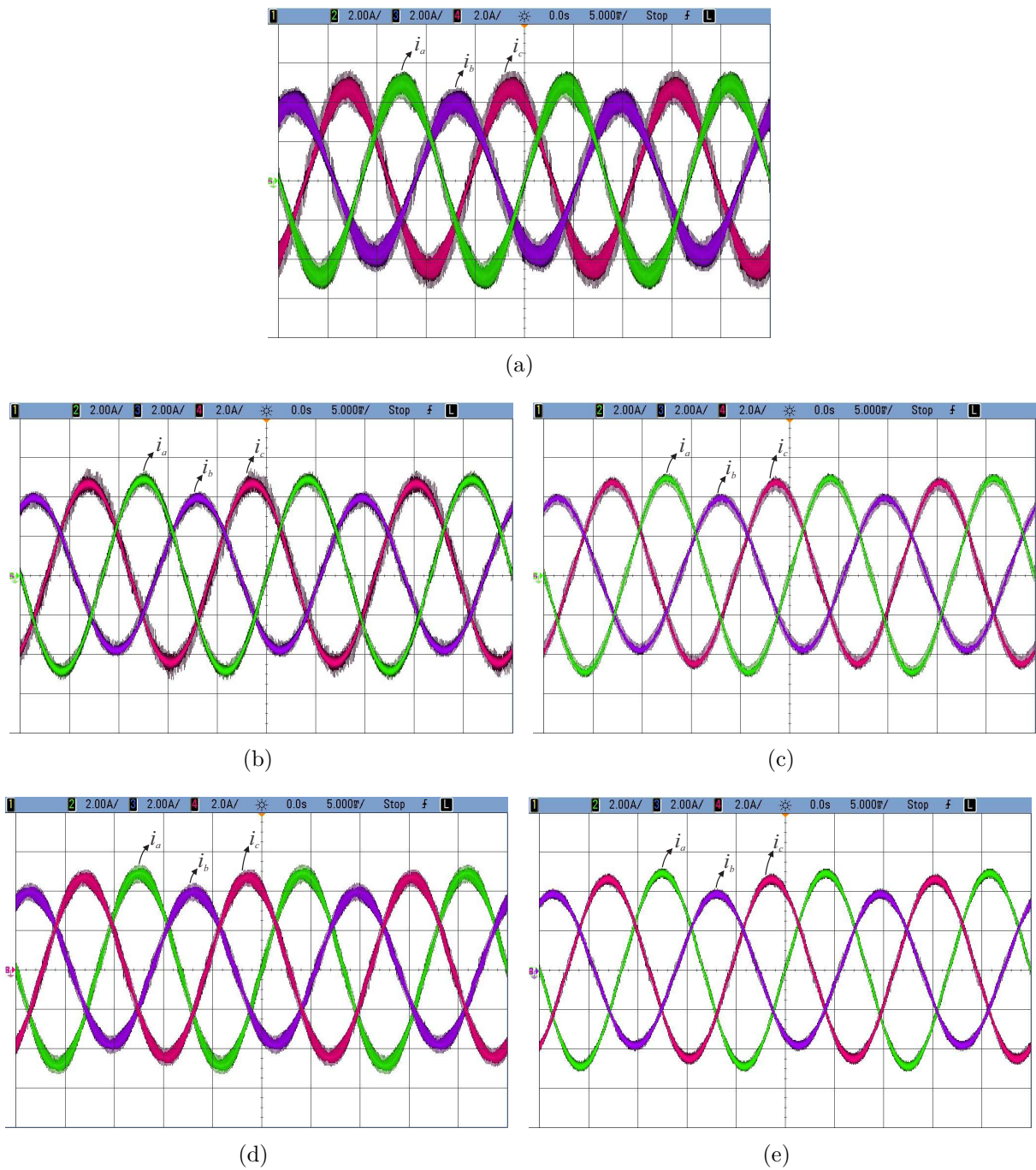
Na Figura 4.10 as correntes i_j são mostradas para todas as configurações. Pode-se perceber claramente o perfil desbalanceado delas em todos os casos, com a corrente i_a tendo a maior amplitude, seguida por i_c , e i_b teve a menor amplitude, como esperado pelas potências definidas. Além disso, como nos resultados de simulação, pode ser visto que a configuração convencional teve maior *ripple* de corrente comparada às propostas. Dentre as propostas, a configuração 3 apresentou o maior *ripple* em i_j .

Na Figura 4.11 são mostradas as correntes de neutro i_n para todas as configurações. Pode ser observado que, em acordo com as simulações, a configuração 0 apresentou o maior *ripple* em i_n , seguida da configuração 3. Além disso, a amplitude da corrente de neutro foi consideravelmente menor do que as das correntes de fase i_j em todos os casos.

Finalmente, na Figura 4.12 são mostradas as tensões de fase v_a aplicadas à carga da fase A. Uma vez que as tensões v_b e v_c tiveram o mesmo perfil, elas foram omitidas. Pode-se perceber que os perfis obtidos nos resultados experimentais coincidiram com os dos resultados de simulação. Pelos perfis melhorados das configurações propostas comparadas com o da configuração 0, pode-se justificar os *ripples* menores obtidos nas correntes i_j , particularmente para as configurações 1, 2 e 4. O fato de que a configuração 3 apresentou o pior perfil dentre as propostas oferece evidências adicionais de que o quarto braço é melhor utilizado quando aplicado em células de baixa contribuição de tensão/potência, como já foi observado nos resultados de simulação.

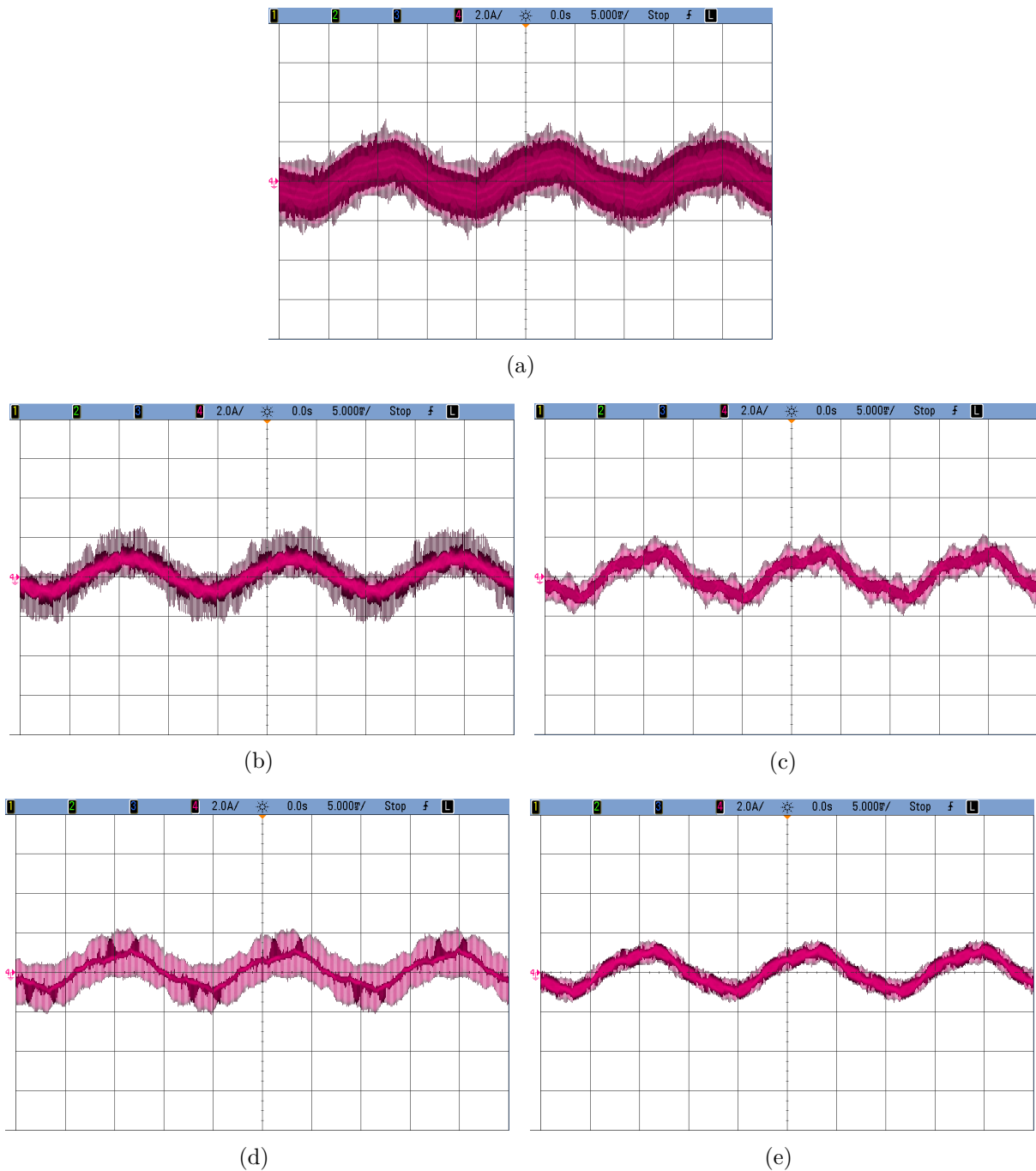
Estas análises podem ser confirmadas quantitativamente pelos dados mostrados na Tabela 4.7, que contém a THD das correntes da carga e a WTHD média das tensões. O padrão observado nas simulações se repetiu nos experimentos, i.e., a configuração convencional teve as maiores THDs e WTHD. As configurações propostas 1 e 4 apresentaram os menores valores, seguidas pela configuração 2. A configuração 3 teve os piores THDs e WTHD dentre as propostas, sendo que os valores da configuração 0 convencional foram os maiores de todos. Os valores de THD e WTHD observados nos resultados experimentais foram em geral maiores do que os das simulações devido a questões de ordem prática não considerados nas simulações, como modelo não ideal das chaves, transformadores, indutores e capacitores, oscilações nas tensões do barramento CC devido ao estágio retificador, o tempo morto de chaveamento, e ruídos de medição. Além disso, a potência nominal estabelecida para os experimentos foi menor do que nas simulações, mas os níveis de tensão foram mantidos, o que tornou as correntes de fase proporcionalmente menores nos experimentos. Como o Δv das tensões aplicadas à carga nos experimentos foi o mesmo

Figura 4.10 – Resultados experimentais. Correntes de fase i_j para as configurações convencional e propostas. (a) Para a configuração 0 (convencional). (b) Para a configuração 1. (c) Para a configuração 2. (d) Para a configuração 3. (e) Para a configuração 4.



que nas simulações, para menores correntes o *ripple* gerado pelo chaveamento foi proporcionalmente maior considerando a componente fundamental das correntes, gerando uma maior THD.

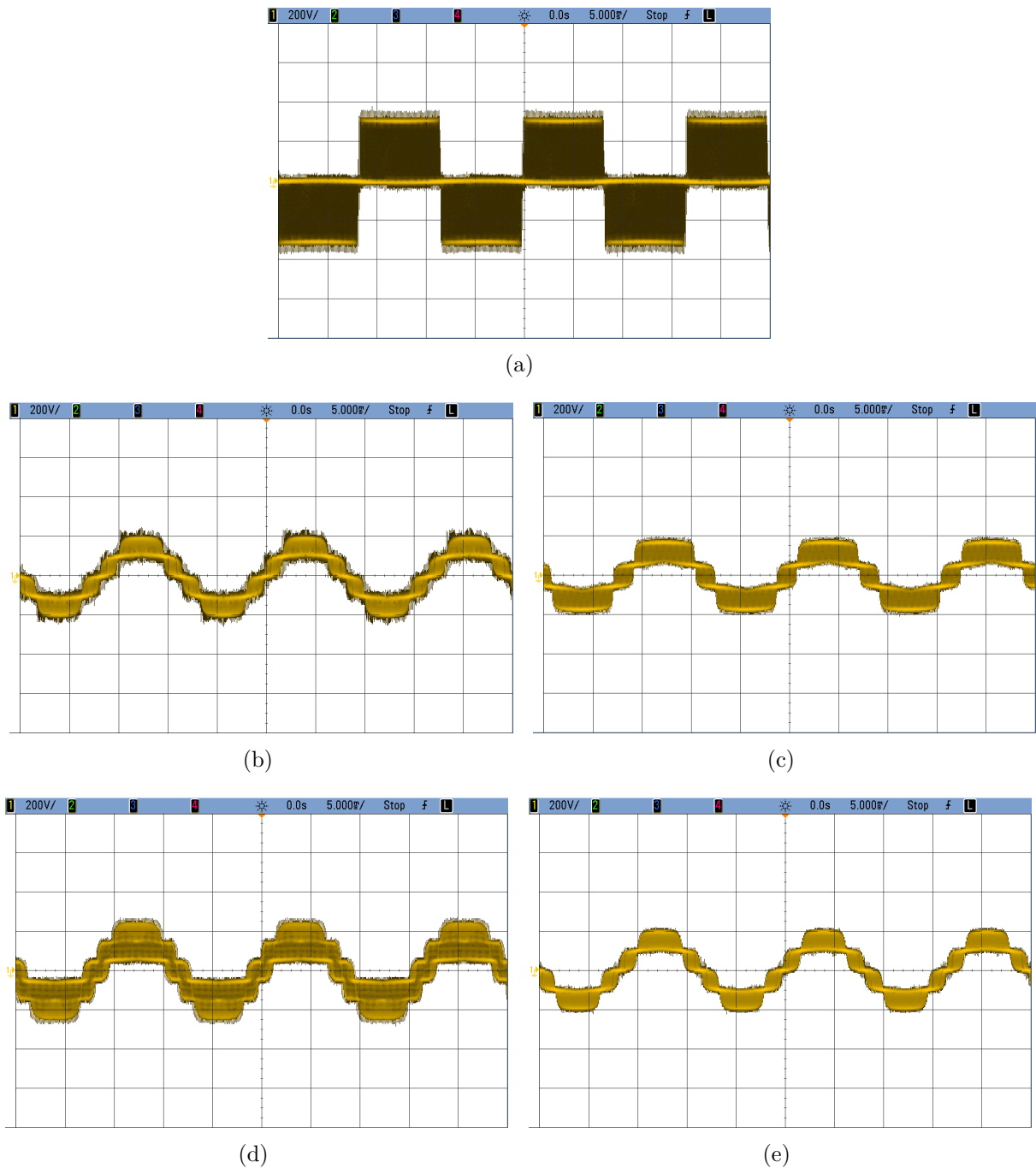
Figura 4.11 – Resultados experimentais. Correntes de neutro i_n para as configurações convencional e propostas. (a) Para a configuração 0 (convencional). (b) Para a configuração 1. (c) Para a configuração 2. (d) Para a configuração 3. (e) Para a configuração 4.



4.8 Conclusões

Neste trabalho, uma generalização para conversores trifásicos a quatro fios foi proposta. Os conversores originados desta generalização basearam-se na conexão em série de células de conversores trifásicos de três e quatro braços de IGBTs utilizando transformadores em cascata com diferentes relações de espiras, de modo a maximizar a quantidade de níveis gerados na tensão multinível de saída. Um modelo genérico foi desenvolvido para

Figura 4.12 – Resultados experimentais. Tensões v_a para as configurações convencional e propostas. (a) Para a configuração 0 (convencional). (b) Para a configuração 1. (c) Para a configuração 2. (d) Para a configuração 3. (e) Para a configuração 4.



a generalização e aplicado para alguns casos particulares em com duas células em cascata. Também foi estabelecido um método padrão para o cálculo das relações de espiras dos transformadores associados a cada célula, de modo a fazer uso da assimetria gerada por essas relações para aumentar a quantidade de níveis gerados ao máximo, diminuindo a distorção harmônica das formas de onda CA de saída para a carga. A técnica LS-PWM e um sistema de controle básico foram apresentados.

Tabela 4.7 – THD experimental das correntes i_j e WTHD média das tensões v_j , com frequência fixa de portadoras deslocadas em nível $f_{\Delta} = 10$ kHz.

	Conf. 0	Conf. 1	Conf. 2	Conf. 3	Conf. 4
i_a THD (%)	7,5	2,4	3,7	5,1	2,3
i_b THD (%)	9,2	2,9	4,4	6,1	2,8
i_c THD (%)	8,0	2,6	4,0	5,4	2,5
THD Médio (%)	8,23	2,63	4,03	5,53	2,53
v_j WTHD (%)	0,61	0,26	0,36	0,47	0,25

Por meio de resultados de simulação, pôde-se mostrar que as configurações propostas com duas células puderam fornecer menor THD na corrente da carga e menor WTHD na tensão de saída para frequência de portadoras fixa, assim como menores perdas totais para uma THD de corrente fixo. Neste último caso, a frequência das portadoras deslocadas em nível precisou ser ajustada para cada configuração de modo a igualar as THDs. Uma vez que as configurações propostas apresentaram menor THD para frequência de portadoras fixa (as configurações 1 e 4 apresentaram as menores THD), suas frequências puderam ser reduzidas para aumentar a THD, o que diminuiu as perdas por chaveamento. Para todas as quatro configurações propostas, a redução nas perdas por chaveamento compensou as maiores perdas por condução (tanto nos semicondutores quanto nos transformadores), fazendo as perdas totais serem menores do que na configuração convencional. Além disso, analisando a potência das células e transformadores associados, pôde-se concluir que mesmo que as configurações propostas tenham tido a desvantagem de precisar de transformadores adicionais, a potência deles foi muito pequena comparada à potência da carga, i.e., para transformadores trifásicos as potências nominais variaram de 6 a 18% da potência trifásica da carga.

As configurações propostas também foram comparadas entre si, e foi observado que entre as escolhas possíveis de inserção do quarto braço, se desempenho for priorizado, a melhor escolha com custo-benefício foi colocá-lo nas células com menor contribuição de tensão e potência para a carga, associados aos transformadores com menores relações de espiras (e menores potências). Esta opção oferece o mesmo ou até melhor desempenho do que ter todas as células com quatro braços, e economiza braços em células de potência e corrente maiores. Para os casos exemplos considerados em simulação, este foi o caso da configuração 4, onde a célula 1 teve três braços e a 2 utilizou quatro.

Resultados experimentais provaram a viabilidade das configurações propostas com duas células, demonstrando também seus desempenhos. Os mesmos perfis de corrente e tensão observados em simulação foram obtidos por meio de experimentos. Também foi observado que a configuração convencional apresentou maior *ripple* de corrente por meio de gráficos, de modo que foram calculadas THD de corrente e WTHD de tensão maiores para o caso convencional comparado com os propostos. Especialmente, foi observado que as configurações 1 e 4 apresentaram os melhores perfis de tensão nas cargas, refletindo

nas menores THDs de corrente e WTHDs de tensão, à semelhança do que foi observado em simulação.

5 Conversores Monofásicos com Braço Compartilhado e Transformadores em Cascata

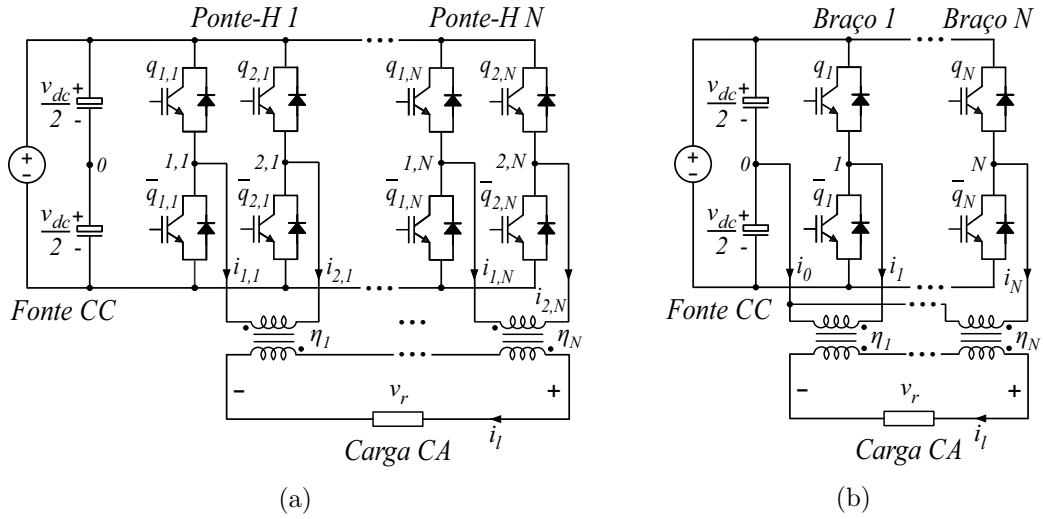
5.1 Introdução

A ponte H em cascata (CHB) (MARQUEZ et al., 2017; AJAMI; FARAKHOR; ARDI, 2014; ALONSO et al., 2003; TOLBERT; PENG; HABETLER, 1998) é uma solução que oferece um bom custo-benefício entre VSCs multinível, mas não têm grande flexibilidade quando se trata de aumentar o número de níveis por chave gerado na tensão de saída. CHB sem transformadores são relativamente convenientes porque permitem economizar o custo, espaço e peso de transformadores, mas requerem múltiplas fontes CC isoladas, demandando também um maior número de capacitores. Há casos em que esta é uma boa solução, uma vez que fontes CC isoladas estão naturalmente disponíveis, como em sistemas fotovoltaicos (ALONSO et al., 2003). No entanto, se o número de níveis fornecidos na tensão de saída CA precisa ser aumentado mantendo-se o mesmo número de dispositivos, o conversor deve usar pontes H assimétricas (MUÑOZ et al., 2017), o que é inconveniente para sistemas fotovoltaicos, por exemplo, uma vez que painéis ou arranjos de painéis com tensões CC e potências diferentes teriam que ser projetados. Além disso, se a fonte de potência elétrica primária é uma única fonte de tensão CA, como a rede elétrica, múltiplos transformadores teriam que ser empregados para gerar retificadores isolados e alimentar cada ponte H com um barramento CC.

Nestes casos, se torna mais atrativo utilizar uma única fonte CC para todas as pontes e colocá-las em cascata por meio de transformadores (AJAMI; FARAKHOR; ARDI, 2014). Conversores monofásicos multinível utilizando transformadores em cascata são soluções que têm sido observadas na literatura (KANG et al., 2004; BANAEI; KHOUNJAHAN; SALARY, 2012; AJAMI; FARAKHOR; ARDI, 2014; JAHAN; BANAEI; MOBARAKI, 2014). Eles fornecem confiabilidade melhorada ao sistema pela economia de fontes CC e capacitores associados, que são mais susceptíveis a falhas do que transformadores (WANG; BLAABJERG, 2014). Além disso, eles exigem um sistema de controle mais simples para regular a tensão do barramento CC, quando necessário (JAHAN; BANAEI; MOBARAKI, 2014), e permitem melhorar o perfil da tensão de saída pelo ajuste apropriado da relação de espiras dos transformadores (AJAMI; FARAKHOR; ARDI, 2014).

Pontes H em cascata podem fornecer até $N_{leg} + 1$ níveis na tensão multinível de saída no caso simétrico, e até $3^{N_{leg}/2}$ níveis no caso assimétrico, onde N_{leg} é o número total de braços da estrutura CHB. Para a opção com transformadores em cascata [ver Figura 5.1(a)], $N_{leg}/2$ transformadores são necessários para conectar o conversor à carga.

Figura 5.1 – Generalizações das configurações convencionais com transformadores em cascata. (a) Ponte H em cascata (CHB), onde $N = N_{leg}/2$. (b) Meia ponte em cascata (CHfB), onde $N = N_{leg}$.

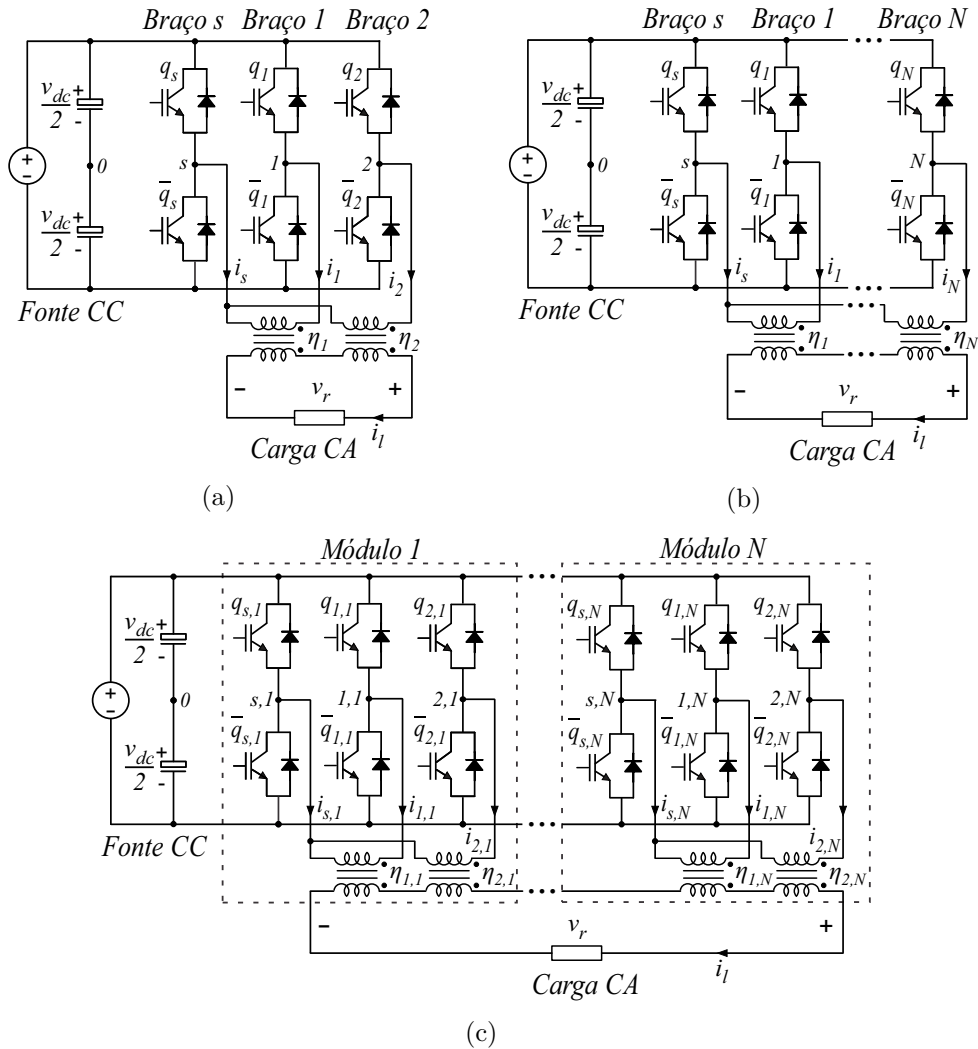


Se uma THD baixa é um ponto de grande importância, demandando do conversor mais níveis por chave, uma outra opção convencional é a meia ponte em cascata (CHfB) (KOTB; HASSAN; RASHAD, 2016). Sua versão sem transformadores requer duas vezes o número de barramentos CC e capacitores comparada com a CHB, e sua versão com transformador em cascata, mostrada na Figura 5.1(b), requer duas vezes mais transformadores. Nos dois casos, ela pode fornecer até $2^{N_{leg}}$ níveis na versão assimétrica. No entanto, na versão com transformadores ela requer acesso ao ponto central do barramento CC, fazendo uso de dois capacitores de capacitância $2C$ ao invés de um de capacitância C . Isto adiciona complexidade ao sistema de controle, uma vez que esses capacitores devem ser regulados de forma apropriada para terem a mesma tensão.

Neste capítulo, alternativas aos conversores convencionais CHB e CHfB com transformadores em cascata são apresentadas. Como será mostrado, estas configurações apresentam melhor desempenho em comparação com a CHB, fornecendo mais níveis por chave, e utilizando menos transformadores do que a CHfB, com desempenho equivalente. Elas podem ser generalizadas para conversores com N_{leg} braços, e têm opções modulares que fornecem a flexibilidade de produzir mais ou menos níveis por chave com o custo de precisar de mais transformadores para gerar mais níveis.

A configuração básica que origina as generalizações propostas é o conversor com braço compartilhado mostrado na Figura 5.2(a). Ele possui três braços, sendo um deles compartilhado entre dois transformadores cujos secundários estão em cascata para fornecer a tensão multinível. Suas generalizações propostas são: i) em cascata com braço compartilhado (CSL), mostrada na Figura 5.2(b), e ii) modular em cascata com braço compartilhado (MCSL), mostrada na Figura 5.2(c). A primeira produz mais níveis por chave com mais transformadores, enquanto a última produz menos níveis com menos

Figura 5.2 – Conversor básico e generalizações propostas. (a) Conversor básico com braço compartilhado, com três braços. (b) Generalização em cascata com braço compartilhado (CSL), onde $N = N_{leg} - 1$. (c) Generalização modular em cascata com braço compartilhado (MCSL), onde $N = N_{leg}/3$.



transformadores. Ambas produzem mais níveis do que a CHB convencional, empregando também mais transformadores em cascata.

A generalização MCSL mostrada na Figura 5.2(c) é na verdade uma de vários casos possíveis. Utilizando a lei de formação proposta, módulos com qualquer quantidade de braços de IGBT podem ser construídos, mas para efeitos de ilustração e análise a generalização considerada tem a mínima quantidade de braços por módulo, que são três. A configuração proposta e suas generalizações são adequadas para conversões CA-CC e CC-CA, o que proporciona aplicações como retificadores, inversores, DVRs e filtros série. No entanto, neste trabalho as configurações são analisadas na perspectiva da conversão CC-CA, mais especificamente aplicadas como inversores alimentando uma carga CA genérica.

Para avaliar os conversores propostos, as generalizações CSL e MCSL propostas são consideradas com $N_{leg} = 6$ braços, e a configuração CHB convencional é considerada

com três pontes H. Já para os resultados experimentais, é considerado $N_{leg} = 4$ braços para a generalização CSL e duas pontes H para a CHB convencional.

5.2 Generalizações Propostas

Uma técnica usual para aumentar o número de níveis na tensão CA de saída de um conversor estático multinível baseado em células em cascata é operar com células assimétricas (AJAMI; FARAKHOR; ARDI, 2014; MUÑOZ et al., 2017). Enquanto a operação simétrica permite distribuir a potência de forma mais uniforme entre as células, a operação assimétrica tende a concentrar mais potência processada em algumas células, uma vez que, para aumentar o número de níveis por chave, a contribuição de tensão que cada célula dá à tensão multinível resultante é diferente.

A ponte H em cascata (CHB) e a meia ponte em cascata (CHfB) são configurações convencionais de conversores multinível cujas versões com transformadores em cascata são mostradas na Figura 5.1. Uma vez que todos os braços são conectados ao mesmo barramento CC, as operações simétrica e assimétrica são definidas pela relação de espiras dos transformadores, que estabelecem a contribuição de tensão de cada célula. Neste trabalho, é dado foco ao estudo da operação assimétrica, de modo que as relações de espiras dos transformadores são diferentes entre si e calculadas de modo a aumentar o número de níveis gerados em relação ao caso simétrico.

Considerando isto, a motivação para propor a generalização da topologia básica com braço compartilhado está em alguns problemas encontrados nas formas assimétricas das configurações convencionais, que são: i) para a CHB, a quantidade de níveis por chave produzida não é ótima, uma vez que as células são compostas por pares de braços de dois níveis conectados a um único transformador, fazendo com que os braços de um mesmo módulo tenham a mesma contribuição de tensão para a carga, e ii) para a CHfB, mesmo que a quantidade de níveis por chave seja ótima, é necessário realizar a conexão dos transformadores também ao ponto central do barramento CC, o que além de exigir mais capacitores para compor o barramento, pode causar problemas de desbalanceamento entre eles. Em comparação, as configurações propostas fornecem muito mais níveis por chave que a CHB, e não requerem conexão ao ponto central do barramento CC como na CHfB.

Para facilitar a descrição dos circuitos dos conversores, daqui em diante serão adotadas algumas convenções. Como nos capítulos anteriores, considera-se que η denota de forma genérica as relações de espiras dos transformadores, que na prática é um fator pelo qual a tensão aplicada no primário é multiplicada para produzir a tensão no enrolamento secundário. Adicionalmente, cada relação de espiras tem um índice que a relaciona com um transformador. Assim, tomando as Figuras 5.1 e 5.2 como referência e considerando

que cada transformador tem sua relação de espiras η correspondente mostrada próxima dele, os transformadores são nomeados pela letra T com o mesmo índice de sua relação de espiras. Por exemplo, se um transformador tem uma relação de espiras denotada por $\eta_{2,1}$, ele é chamado de transformador $T_{2,1}$. Além disso, cada braço do conversor é nomeado pelo ponto central que o conecta ao transformador correspondente. Por exemplo, o braço 2,1 é o braço cujo ponto central é o nó 2,1, que por sua vez é conectado ao transformador $T_{2,1}$.

Assim, na configuração básica com braço compartilhado [ver Figura 5.2(a)], os braços 1 e 2 são conectados aos terminais positivos dos transformadores T_1 e T_2 , respectivamente. O braço s , que é o braço compartilhado, é conectado aos terminais negativos do primário de ambos os transformadores. A tensão de saída v_r é produzida colocando os enrolamentos secundários em cascata. Seguindo a lógica desta configuração de três braços, duas generalizações são introduzidas.

A generalização em cascata com braço compartilhado (CSL) proposta [ver Figura 5.2(b)] consiste em adicionar novos braços replicando as configurações dos transformadores, de modo que cada novo braço é conectado ao terminal positivo do enrolamento primário do seu respectivo transformador, e o braço compartilhado s é conectado ao terminal negativo de todos os transformadores.

A segunda generalização proposta é a modular em cascata com braço compartilhado (MCSL) [ver Figura 5.2(c)], que consiste simplesmente em definir o conversor de três braços como uma unidade modular. Então, estes módulos são colocados em cascata no lado secundário de tal forma que N_{mod} módulos são colocados em cascata por meio de $2N_{mod}$ transformadores para produzir a tensão multinível v_r , compondo um conversor resultante com $N_{leg} = 3N_{mod}$ braços. Outras possibilidades da generalização MCSL podem ser geradas adicionando um braço a cada módulo da mesma forma como se faz na generalização CSL. No entanto, neste trabalho é considerada apenas a generalização MCSL com três braços por módulo.

A configuração CHB [ver Figura 5.1(a)] é a principal configuração convencional considerada para comparações. Nela, N_{hb} pontes H são colocadas em série por meio de N_{hb} transformadores, de tal modo que o conversor resultante possui $N_{leg} = 2N_{hb}$ braços. A configuração CHfB [ver Figura 5.1(b)] é mostrada apenas como uma opção convencional cuja relação de níveis por chave na tensão CA de saída é ótima, demandando N_{leg} transformadores, mas não é efetivamente considerada nas comparações por simulação e experimentais porque precisa de acesso ao ponto central do barramento CC, exigindo assim duas vezes a quantidade de capacitores e um sistema de controle para balancear a tensão deles, e tudo isso para gerar apenas um nível a mais do que a generalização proposta CSL, requerendo também um transformador adicional.

5.3 Equações de Tensão

Nos próximos tópicos, equações de tensão importantes para a compreensão dos sistemas serão mostradas para as generalizações CSL e MCSL, e também para a CHB convencional.

5.3.1 Generalização CSL

Daqui em diante são consideradas algumas convenções para a configuração CSL proposta, de modo a facilitar a descrição das equações. Assim, o subscrito k está relacionado às variáveis de um braço não-compartilhado, tal que $k = 1, 2, \dots, K$, onde $K = N_{leg} - 1$. Por outro lado, o subscrito s está relacionado a variáveis do braço compartilhado. Além disso, a relação de espiras do transformador conectado ao braço k é η_k . Então, se v_{k0} é a tensão de polo produzido pelo braço k , e v_{s0} pelo braço s , a tensão resultante v_r produzida é dada por

$$v_r = \sum_{k=1}^K \eta_k v_{k0} - \eta_s v_{s0} \quad \eta_s = \sum_{k=1}^K \eta_k \quad (5.1)$$

onde η_s é a relação de espiras virtual que multiplica a tensão de polo v_{s0} . Observe que, uma vez que a contribuição de cada tensão de polo para a tensão multinível v_r é definida pelas relações de espiras η_k , é possível calcular essas relações de forma a maximizar o número de níveis produzidos. Isto é válido para todas as configurações, e o método de cálculo será mostrado na seção seguinte.

5.3.2 Generalização MCSL

De modo similar, define-se algumas convenções para a generalização MCSL. É considerado que o subscrito k relaciona uma variável a um braço não-compartilhado específico dentro de um módulo, tal que $k = 1, 2$, e que o subscrito s relaciona a variável ao braço compartilhado do módulo. Por sua vez, o subscrito k_m relaciona a variável ao respectivo módulo k_m , tal que $k_m = 1, 2, \dots, K_m$, onde $K_m = N_{mod}$. Então, o subscrito resultante que relaciona a variável a um braço específico de um módulo específico é denotado por k, k_m para os braços não compartilhados, e s, k_m para os compartilhados. E.g.: a corrente i_{k,k_m} é a corrente saindo do braço k do módulo k_m .

Assim, a relação de espiras do transformador conectado ao braço k do módulo k_m é η_{k,k_m} . Se a tensão de polo produzida pelo braço k do módulo k_m é v_{k,k_m0} , e v_{s,k_m0} para o braço s , a tensão de saída resultante v_r é dada por

$$v_r = \sum_{k_m=1}^{K_m} \left(\sum_{k=1}^2 \eta_{k,k_m} v_{k,k_m0} - \eta_{s,k_m} v_{s,k_m0} \right) \quad \eta_{s,k_m} = \sum_{k=1}^2 \eta_{k,k_m} \quad (5.2)$$

onde η_{s,k_m} são as relações de espiras virtuais que multiplicam as tensões de polo v_{s,k_m0} .

5.3.3 Generalização da CHB convencional

Para a CHB convencional, considera-se que o subscrito k relaciona uma variável a cada braço de uma ponte H específica, tal que $k = 1, 2$, e que o subscrito k_h denota as variáveis da ponte H k_h , tal que $k_h = 1, 2, \dots, K_h$, onde $K_h = N_{hb}$. Então, o subscrito resultante que relaciona uma variável a um braço específico de uma ponte H é denotado por k, k_h . E.g., a corrente i_{k,k_h} é a corrente saindo do braço k da ponte H k_h .

Então, a relação de espiras do transformador conectado a ponte H k_h é η_{k_h} . Se a tensão de polo produzida pelo braço k da ponte H k_h é $v_{k,k_h,0}$, a tensão de saída resultante v_r é dada por

$$v_r = \sum_{k_h=1}^{K_h} \eta_{k_h} (v_{1,k_h,0} - v_{2,k_h,0}). \quad (5.3)$$

5.4 Cálculo das Relações de Espira

O critério definido para calcular as relações de espiras dos transformadores é a otimização da forma de onda da tensão de saída v_r . Isto significa que o cálculo é feito para maximizar a quantidade de níveis igualmente espaçados em v_r , o que também implica no aumento da assimetria entre os braços e transformadores dos conversores, como destacado nos capítulos anteriores. Quando as relações de espiras são calculados com este propósito, elas são referidas neste capítulo como "relações de espiras ótimas".

No entanto, é possível estabelecer outros critérios. Um deles é gerar mais níveis redundantes, i.e., produzidos por mais de um conjunto de estados de chaveamento. Neste caso, diz-se que esses níveis têm redundâncias que podem ser utilizadas para reduzir a frequência de chaveamento, por exemplo. Relações de espiras calculadas dessa forma são ditas "não-ótimas". Vale destacar que a designação por "ótima" e "não-ótima" é feita do ponto de vista da quantidade de níveis gerados, não tendo nenhum significado direto sobre outras figuras de mérito.

As relações de espiras tratadas aqui como ótimas são análogas às referidas por mais assimétricas no capítulo 3, de modo que é possível abordá-las de forma única para cada configuração. Já as relações não-ótimas são equivalentes às de assimetria intermediária, sendo muito vastas em possibilidades, de modo que o seu projeto deve ser feito caso a caso. Então, nesta seção será mostrado como calcular as relações de espiras ótimas, e no final será mostrado um exemplo de cálculo de relações não-ótimas. Como as topologias propostas neste capítulo são isoladas, será usada uma notação semelhante à definida no capítulo 3, de modo que os parâmetros \bar{A}_η e A_η são também utilizados aqui e dados da mesma forma, tal que

$$\bar{A}_\eta = \frac{2A_\eta}{N_{lvl} - 1} \quad (5.4)$$

$$v_{r,max} = A_\eta v_{dc}. \quad (5.5)$$

O significado desses parâmetros é o mesmo que foi definido na seção 3.3, do capítulo 3. A_η define o ganho entre os lados CA e CC do conversor, e deve ser definido primeiro em um projeto padrão. Isto porque, dado o valor de pico V_p^* da senoide de referência v_r^* da tensão da carga, o índice de modulação em amplitude m_a do conversador é definido por

$$m_a = \frac{V_p^*}{v_{r,max}} \quad (5.6)$$

de modo que, estabelecendo um $v_{r,max}$ adequado por meio de A_η , um alto m_a pode ser obtido. Então, dado o número de níveis N_{lvl} de cada configuração, \bar{A}_η pode ser calculado e usado nas equações de relações de espiras para finalizar o projeto.

5.4.1 Relações de espira ótimas

No caso da generalização CSL, a tensão v_r , dada por (5.1), é efetivamente a diferença entre a tensão de polo do braço s e a soma das tensões de polo dos outros braços, todas refletidas ao secundário. Deste modo, as tensões refletidas dos braços não compartilhados são definidas diretamente em função das relações de espiras dos respectivos transformadores, que em princípio não têm restrições de projeto. Isto faz com que seja possível maximizar a quantidade de níveis simplesmente definindo $\eta_{k+1} = \eta_k/2$, como na configuração 1 do capítulo 3. No entanto, como a tensão refletida do braço compartilhado é função de η_s , que é a soma das relações de espiras dos transformadores, a distribuição de níveis se dá de forma semelhante a como acontece na configuração 3 do capítulo 3, com η_s fazendo as vezes de η_1 . Assim, um conversor CSL com N_{leg} braços deve ter relações de espiras definidas tais que

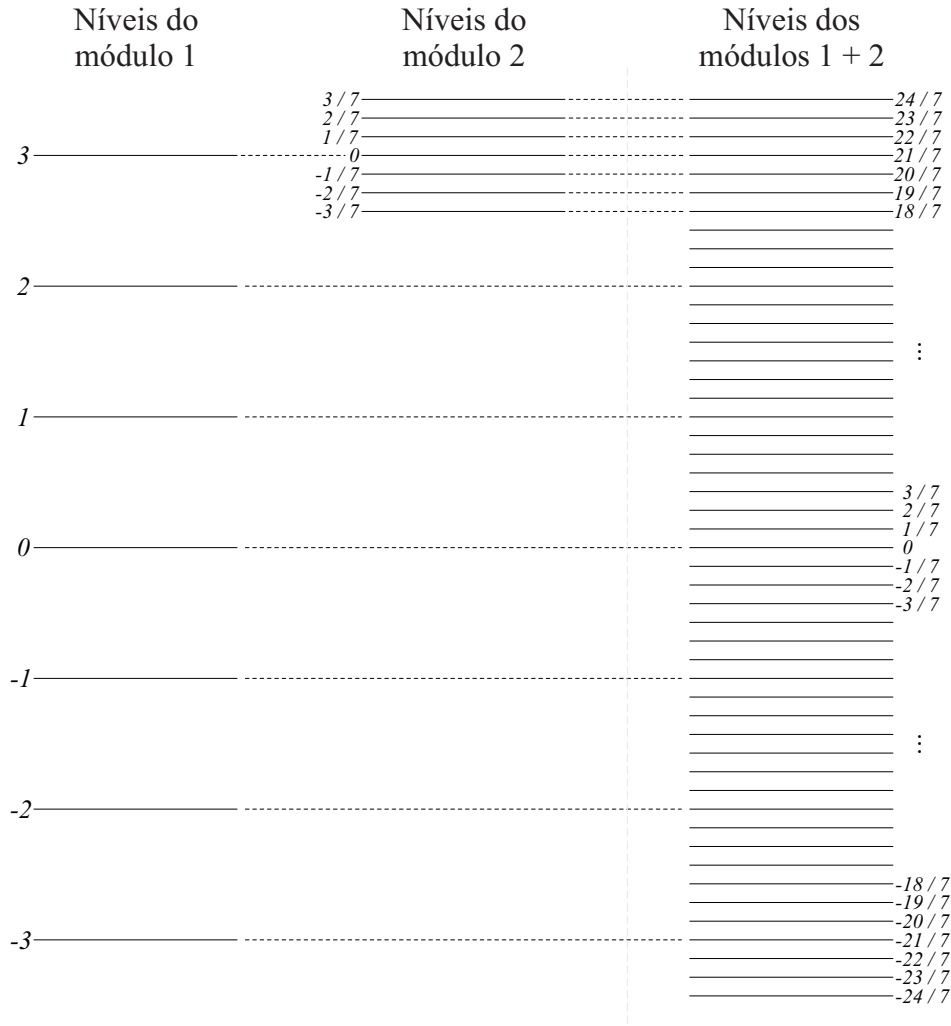
$$\eta_k = \bar{A}_\eta \cdot 2^{(K-k)} \quad (5.7)$$

onde $K = N_{leg} - 1$. Assim, o número de níveis N_{lvl} fica definido por

$$N_{lvl} = 2^{N_{leg}} - 1. \quad (5.8)$$

Já a generalização MCSL possui um projeto de relações de espiras ótimas menos direto, mas pautado pelos mesmos princípios. De modo geral, cada módulo pode ser visto na verdade como uma configuração CSL. Assim, o primeiro passo é buscar definir proporções entre as relações de espiras que maximizam o número de níveis que um único módulo produz. Para um módulo com indefinidos braços, isto é conseguido fazendo-se $\eta_{k+1,k_m} = \eta_{k,k_m}/2$, de modo idêntico à configuração CSL. Como tratamos aqui do caso específico de módulos com três braços, fica então estabelecido que $\eta_{2,k_m} = \eta_{1,k_m}/2$, fazendo com que cada módulo produza 7 níveis distintos, de acordo com (5.8). O próximo passo

Figura 5.3 – Geração de níveis para o projeto de relações de espiras ótimo da topologia MCSL com dois módulos de três braços.



então é estabelecer a proporção entre as relações de espiras de módulos distintos. Mais uma vez, isto é conseguido maximizando-se a assimetria, agora entre os módulos, de modo a manter a distribuição uniforme e evitar sobreposições de níveis ao somar os níveis do módulo $k_m + 1$ com aqueles do módulo k_m . Esta descrição pode ser melhor entendida observando-se a Figura 5.3, que mostra como os níveis são gerados para dois módulos em cascata. Por este exemplo, percebe-se que de um módulo para o outro as relações de espiras devem ser reduzidas por um fator de $1/7$, de modo a não gerar sobreposições ao somar os níveis dos módulos 1 e 2. Além disso, o número de níveis também foi aumentado por um fator de 7, gerando $N_{lvl} = 7^2 = 49$ níveis.

Assim, para N_{mod} módulos em cascata, as relações de espiras η_{k,k_m} que maximizam o número de níveis gerados na tensão de saída v_r podem ser calculados de foram normalizada por

$$\eta_{k,k_m} = \bar{A}_\eta \cdot 2^{(2-k)} \cdot 7^{(K_m-k_m)} \quad (5.9)$$

onde $K_m = N_{mod}$. De forma correspondente, o número de níveis é dado por

$$N_{lvl} = 7^{N_{mod}}. \quad (5.10)$$

Por fim, o cálculo das relações de espiras para o máximo número de níveis na topologia CHB convencional pode ser desenvolvido de modo modo análogo como foi feito para a configuração MCSL, considerando que cada ponte são módulos que geram 3 níveis cada. Desta forma, para N_{hb} pontes em série, as relações de espiras η_{k_h} devem ser calculadas por

$$\eta_{k_h} = \bar{A}_\eta \cdot 3^{(K_h - k_h)} \quad (5.11)$$

onde $K_h = N_{hb}$. Deste modo, são gerados N_{lvl} níveis tais que

$$N_{lvl} = 3^{N_{hb}}. \quad (5.12)$$

5.4.2 Relações de espira não-ótimas para a configuração CSL

Como mencionado, mesmo que o padrão adotado neste trabalho seja o cálculo das relações de espiras ótimas, casos não-ótimos também são possíveis. Estes casos tem menos níveis do que os calculados por (5.8), (5.10) e (5.12), sendo ainda igualmente espaçados. Além disso, por este método, alguns níveis têm redundâncias que podem ser utilizadas na técnica de LS-PWM para reduzir a frequência de chaveamento média de alguns braços. Aqui é mostrado um exemplo de caso não-ótimo para a configuração CSL, que será melhor analisado nos resultados de simulação. Alguns outros casos cujos métodos de projeto não são tratados neste trabalho também são mostrados nos resultados experimentais.

Neste exemplo, considera-se inicialmente que a relação do K -ésimo transformador seja $\eta_K = \bar{A}_\eta$, e que a relação do $[K-1]$ -ésimo transformador seja $\eta_{K-1} = 2\bar{A}_\eta$, com $K = N_{leg} - 1$. Depois, todos os outros η_k são definidos como sendo a soma de todos os $\eta_{k'}$ seguintes, tal que $k' > k$. Traduzindo essas definições em equações, as relações de espiras η_k devem ser calculadas por

$$\eta_k = \begin{cases} \bar{A}_\eta \cdot 2^{(K-k)} & , \text{ se } k \geq K - 1 \\ \bar{A}_\eta \cdot 3 \cdot 2^{(K-2-k)} & , \text{ caso contrário} \end{cases} \quad (5.13)$$

de modo a gerar N_{lvl} níveis tais que

$$N_{lvl} = 3 \cdot 2^{(N_{leg}-2)} + 1. \quad (5.14)$$

O objetivo deste projeto é manter um nível alto de assimetria entre os braços, mas ao mesmo tempo gerar níveis redundantes adicionais em relação ao caso ótimo, que podem ser usados no projeto do PWM para reduzir a frequência média de chaveamento de alguns braços.

5.5 Técnica PWM

A técnica PWM empregada para as topologias apresentadas neste capítulo é a mesma dos capítulos anteriores, seguindo os mesmos princípios. A única diferença é que, como os sistemas considerados aqui são monofásicos, não existe referência de tensão de neutro, e portanto a referência v_r^* fica diretamente definida pela referência de tensão a ser fornecida para o lado CA, tal que $-v_{r,max} \leq v_r^* \leq v_{r,max}$. Assim, como nos outros casos, o primeiro passo é a construção da LUT, que relaciona os níveis de tensão de v_r aos estados de chaveamento Q_V dos conversores, definidos em termos de palavras binárias, tal que:

- Para as topologias CSL:

$$Q_V = (q_s q_1 q_2 \dots q_K); \quad (5.15)$$

- Para as topologias MCSL:

$$Q_V = (q_{s,1} q_{1,1} q_{2,1} \quad q_{s,2} q_{1,2} q_{2,2} \quad \dots \quad q_{s,K_m} q_{1,K_m} q_{2,K_m}). \quad (5.16)$$

Assim, atribuindo todos os valores possíveis a Q_V , os níveis de v_r são mapeados a N_{lvl} níveis. A partir daí, dada a referência v_r^* , deve ser encontrada a região d, u que a contém ($V_{lvl,d} \leq v_r^* < V_{lvl,u}$), e sua comparação com a portadora $v_{\Delta d,u}$ deslocada em nível deve produzir v_r tal que

$$v_r = \begin{cases} V_{lvl,d}, & \text{se } v_r^* \leq v_{\Delta d,u} \\ V_{lvl,u}, & \text{se } v_r^* > v_{\Delta d,u} \end{cases} \quad (5.17)$$

onde cada nível de tensão V_{lvl,n_l} e as portadoras $v_{\Delta d,u}$ são tais quais descritos no capítulo 2, com $n_l = 1, 2, \dots, N_{lvl}$; $d = 1, 2, \dots, N_{lvl} - 1$; e $u = d + 1$. Para que (5.17) seja verdadeira, os estados de chaveamento Q_{lvl,n_l} correspondentes a cada nível V_{lvl,n_l} são determinados pela LUT, e o estado Q_V instantâneo é definido tal que

$$Q_V = \begin{cases} Q_{lvl,d}, & \text{se } v_r^* \leq v_{\Delta d,u} \\ Q_{lvl,u}, & \text{se } v_r^* > v_{\Delta d,u}. \end{cases} \quad (5.18)$$

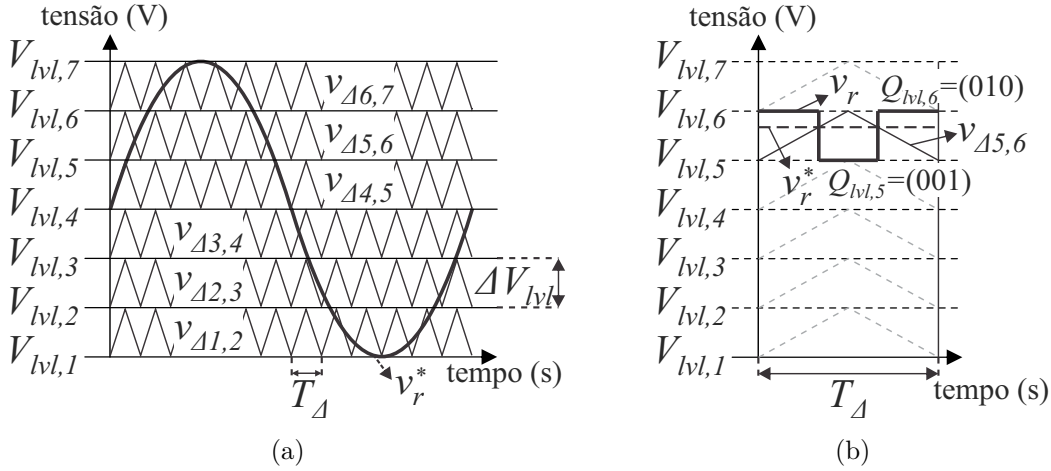
Na Figura 5.4 o LS-PWM é ilustrado para $N_{lvl} = 7$, o que corresponde ao conversor básico com braço compartilhado proposto com $\eta_1 = 2/3$ e $\eta_2 = 1/3$, segundo o método definido para o cálculo das relações de espiras. Na Figura 5.4(a) pode-se ver o conjunto completo de portadoras deslocadas em nível $v_{\Delta d,u}$, os níveis de tensão V_{lvl,n_l} , e o sinal de referência v_r^* . Já na Figura 5.4(b) é ilustrado o mecanismo de comparação. Cada nível V_{lvl,n_l} pode ser calculado em função de n_l e de ΔV_{lvl} por

$$V_{lvl,n_l} = -v_{r,max} + (n_l - 1)\Delta V_{lvl} \quad (5.19)$$

onde

$$\Delta V_{lvl} = \frac{2v_{r,max}}{N_{lvl} - 1}. \quad (5.20)$$

Figura 5.4 – Ilustração da técnica LS-WPM para $N_{lvl} = 7$. (a) Conjunto de portadoras $v_{\Delta d,u}$ com sinal de referência v_r^* . (b) Produção da tensão de saída v_r pela comparação de v_r^* com $v_{\Delta d,u}$.



A LUT que relaciona os níveis de tensão V_{lvl,n_i} aos estados de chaveamento Q_{lvl,n_i} pode ser vista na Tabela 5.1. Observe que é possível a ocorrência de níveis com redundâncias, i.e., com mais de uma combinação de Q_V que o origina. Quando redundâncias ocorrem, como em $Q_{lvl,4}$, o PWM deve ser projetado de forma a usá-las em favor da topologia considerando algum critério pré-definido. Por exemplo, se um critério de minimização de frequência de chaveamento for escolhido, então deve-se ter que $Q_{lvl,4} = (111)$ se o chaveamento for feito com $Q_{lvl,3}$ ($v_r^* < 0$), e $Q_{lvl,4} = (000)$ se for feito com $Q_{lvl,5}$ ($v_r^* > 0$). Na prática, isto faz com que o braço s (compartilhado) da configuração chaveie na frequência da linha, o que é interessante porque ele é um braço de maior corrente. Este aspecto será melhor analisado mais adiante.

Tabela 5.1 – Mapeamento dos estados de chaveamento para $N_{lvl} = 7$.

$Q_{lvl,1}$	$Q_{lvl,2}$	$Q_{lvl,3}$	$Q_{lvl,4}$	$Q_{lvl,5}$	$Q_{lvl,6}$	$Q_{lvl,7}$
(100)	(101)	(110)	(111) (000)	(001)	(010)	(011)

5.6 Resultados de Simulação

As simulações foram feitas utilizando o *software* PSIM para gerar os dados, e o MATLAB para fazer o processamento das informações e gerar gráficos e tabelas. Os resultados foram obtidos para as generalizações propostas CSL e MCSL, e para a configuração convencional CHB, considerando $N_{leg} = 6$. Para a MCSL, isto significou $N_{mod} = 2$ módulos, e para a configuração convencional CHB, $N_{hb} = 3$ pontes H. Em cada caso, os resultados foram obtidos considerando relações de espiras calculadas para produzir a máxima quantidade de níveis. Para a configuração CSL, resultados adicionais foram

obtidos para relações de espiras não-ótimas, calculadas de acordo com (5.13). Assim, as configurações simuladas são chamadas daqui em diante como segue:

- CSL_{6l}: configuração CSL com $N_{leg} = 6$ braços e relações de espiras ótimas;
- CSL_{6l}^{nop}: configuração CSL com $N_{leg} = 6$ braços e relações de espiras não-ótimas;
- MCSL_{2m}: configuração MCSL com $N_{mod} = 2$ módulos;
- CHB_{3h}: CHB convencional com $N_{hb} = 3$ pontes H.

Para cada configuração as seguintes relações de espiras foram calculadas:

- CSL_{6l}: $(\eta_1; \eta_2; \eta_3; \eta_4; \eta_5) = \frac{1}{31}(16; 8; 4; 2; 1)$;
- CSL_{6l}^{nop}: $(\eta_1; \eta_2; \eta_3; \eta_4; \eta_5) = \frac{1}{24}(12; 6; 3; 2; 1)$;
- MCSL_{2m}: $(\eta_{1,1}; \eta_{2,1}; \eta_{1,2}; \eta_{2,2}) = \frac{1}{24}(14; 7; 2; 1)$;
- CHB_{3h}: $(\eta_1; \eta_2; \eta_3) = \frac{1}{13}(9; 3; 1)$.

Os demais parâmetros das simulações foram considerados como segue:

- $T_h = 1 \mu s$ (passo de cálculo);
- $V_N = 110 \text{ V}$ (tensão RMS de base);
- $P_N = 600 \text{ W}$ (potência de base);
- $f_s = 60 \text{ Hz}$ (frequência fundamental do lado CA);
- $V_l = 1 \text{ p.u.}$ (tensão invertida para a carga CA);
- $P_l = 1 \text{ p.u.}$ (potência nominal da carga);
- p.f. $\approx 0,99$ (fator de potência da carga);
- $v_{dc} = 170 \text{ V}$;
- $v_{r,max} = 170 \text{ V}$;
- $m_a = 0,91$ (índice de modulação em amplitude do conversor);
- $f_{\Delta} = 10 \text{ kHz}$.

5.6.1 Análise dos gráficos e da distorção harmônica na tensão da carga

A Figura 5.5 mostra a tensão de saída v_r para todos os casos considerados. Foi observado que a configuração proposta CSL_{6l} produziu a maior quantidade de níveis para v_r , seguida por CSL_{6l}^{nop} e MCSL_{2m}. A configuração convencional CHB_{3h} produziu a menor quantidade de níveis. Assim, verificou-se o esperado, uma vez que para as relações de espiras estabelecidas teve-se $N_{lvl} = 63$ níveis para a configuração CSL_{6l}, $N_{lvl} = 49$ níveis para a CSL_{6l}^{nop}, $N_{lvl} = 49$ níveis para a MCSL_{2m}, e $N_{lvl} = 27$ níveis para a CHB_{3h}. A configuração CSL_{6l}^{nop} produziu a mesma quantidade de níveis do que a MCSL_{2m}. Desses gráficos é possível concluir que as configurações propostas forneceram melhor perfil de tensão, uma vez que mais níveis foram produzidos em relação à configuração CHB_{3h}. Além disso, comparando as Figuras 5.5(a) e 5.5(b), fica claro que as relações de espiras não-ótimas reduziram a quantidade de níveis fornecida.

Os números de níveis produzidos por cada configuração refletem diretamente na distorção harmônica, como pode ser visto na Tabela 5.2, que mostra os valores de THD calculados para a tensão de saída v_r produzida com $f_{\Delta} = 10$ kHz. Pode-se observar que as configurações propostas forneceram tensão com menor distorção harmônica. A menor THD foi a da configuração CSL_{6l}, seguida pela CSL_{6l}^{nop}, com a mesma THD da configuração MCSL_{2m}.

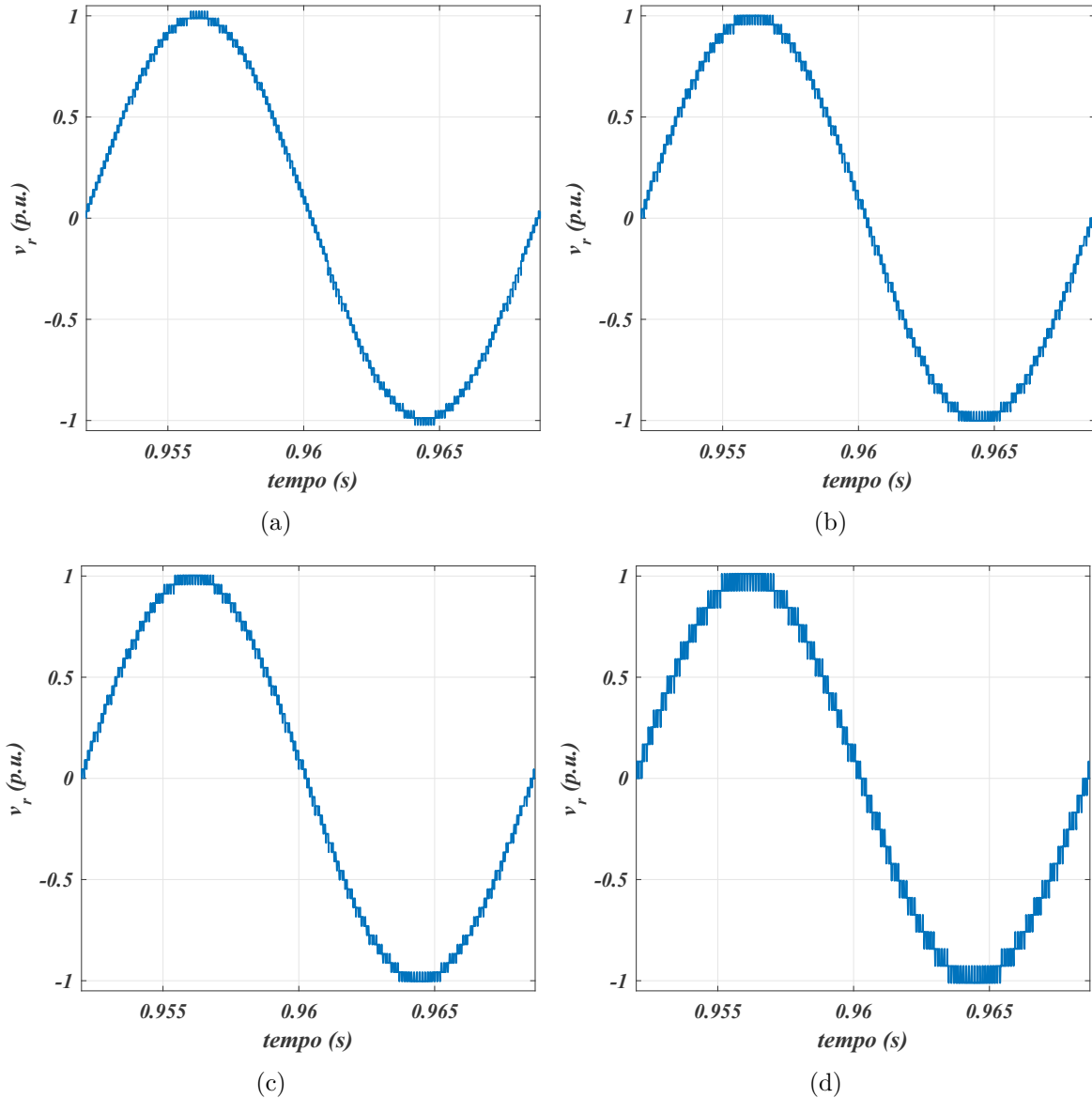
Tabela 5.2 – THD da tensão v_r com frequência de portadoras fixa em $f_{\Delta} = 10$ kHz para todas as configurações.

	CSL _{6l}	CSL _{6l} ^{nop}	MCSL _{2m}	CHB _{3h}
v_r THD (%)	2,31	2,90	2,91	5,05

5.6.2 Estimativa de perdas nos semicondutores e frequência de chaveamento média

Uma vez que as configurações propostas forneceram THD de tensão consideravelmente menores para $f_{\Delta} = 10$ kHz, foi possível diminuir a frequência f_{Δ} das portadoras triangulares do LS-PWM para aumentar a THD e fazer as comparações de perdas nos semicondutores. Com a diminuição de f_{Δ} , as perdas por chaveamento puderam ser reduzidas ao ponto em que as perdas totais tornaram-se menores nas configurações propostas do que na convencional, mas mesmo assim mantendo uma THD menor. Então, as perdas foram determinadas reduzindo-se o f_{Δ} de cada configuração proposta para igualar a THD delas em 3,2%. A configuração CHB_{3h} convencional foi mantida com THD = 5% em $f_{\Delta} = 10$ kHz. Os resultados de perdas são mostrados na Tabela 5.3, em que P_{cd} são as perdas por condução, P_{sw} são as perdas por chaveamento, e P_{sc} são as perdas totais nos

Figura 5.5 – Resultados de simulação da tensão de saída v_r e da corrente da carga i_l para todas as configurações com $N_{leg} = 6$. (a) Para a CSL_{6l} proposta ($N_{lvl} = 63$). (b) Para a CSL_{6l}^{nop} proposta ($N_{lvl} = 49$). (c) Para a MCSL_{2m} proposta ($N_{lvl} = 49$). (d) Para a CHB_{3h} convencional ($N_{lvl} = 27$).



semicondutores, todas normalizadas com relação à potência nominal da carga ($P_l = 600$ W).

Como pode ser visto, as perdas por condução foram as mesmas para todas as configurações, uma vez que todas elas tiveram a mesma quantidade de semicondutores, mas tanto a THD quanto as perdas por chaveamento das configurações propostas foram consideravelmente menores do que as da configuração convencional CHB, o que mostra o melhor desempenho delas. As configurações propostas CSL_{6l} e MCSL_{2m} tiveram praticamente as mesmas perdas, mas a CSL_{6l}^{nop} teve perdas um pouco menores devido a sua menor perda por chaveamento. Isto mostra que relações de espiras não-ótimas podem ser usadas para fornecer bons resultados por meio da redução da frequência de chaveamento

Tabela 5.3 – Estimativa de perdas por condução (P_{cd}), por chaveamento (P_{sw}) e totais (P_{sc}) nos semicondutores, com THD da tensão v_r fixo em 3,2% para as configurações propostas e em 5% para a CHB convencional.

	CSL _{6l}	CSL _{6l} ^{nop}	MCSL _{2m}	CHB _{3h}
f_{Δ} (kHz)	4,5	5,5	5,5	10,0
P_{cd} (%)	2,23	2,23	2,23	2,23
P_{sw} (%)	0,52	0,44	0,53	0,89
P_{sc} (%)	2,75	2,67	2,76	3,12

média, mesmo que elas não forneçam tantos níveis quanto o caso caso ótimo.

Os resultados de perdas por chaveamento observados podem ser justificados pelos dados da Tabela 5.4, que mostra as frequências de chaveamento médias normalizadas de cada configuração. De modo semelhante a como feito em capítulos anteriores, cada braço é denominado de acordo com o ponto central mostrado nas Figuras 5.1(a) e 5.2, de modo que a frequência média normalizada dos dispositivos do braço X é $\bar{f}_{sw,X}$, sendo a normalização feita com relação à frequência f_s da tensão na carga. Além disso, em cada linha da primeira coluna, o primeiro $\bar{f}_{sw,X}$ se refere aos braços das configurações CSL_{6l} e CSL_{6l}^{nop}, o segundo aos da configuração MCSL_{2m}, e o último aos da configuração CHB_{3h}. Os dados mostrados na Tabela 5.4 foram obtidos considerando THD = 3,2% para as configurações propostas e 5% para a CHB_{3h} convencional, da mesma forma como os da Tabela 5.3.

Tabela 5.4 – Frequência de chaveamento média normalizada por f_s para as chaves de cada braço de cada configuração, com THD da tensão v_r igual a 3,2% para as configurações propostas e 5% para a CHB.

	CSL _{6l}	CSL _{6l} ^{nop}	MCSL _{2m}	CHB _{3h}
f_{Δ} (kHz)	4,5	5,5	5,5	10,0
$\bar{f}_{sw,s}$, $\bar{f}_{sw,s,1}$ ou $\bar{f}_{sw,1,1}$	1	1	1	1
$\bar{f}_{sw,1}$, $\bar{f}_{sw,1,1}$ ou $\bar{f}_{sw,2,1}$	5,0	3,0	6,0	12,0
$\bar{f}_{sw,2}$, $\bar{f}_{sw,2,1}$ ou $\bar{f}_{sw,1,2}$	15,0	7,0	17,0	26,0
$\bar{f}_{sw,3}$, $\bar{f}_{sw,s,2}$ ou $\bar{f}_{sw,2,2}$	37,0	15,0	23,0	45,0
$\bar{f}_{sw,4}$, $\bar{f}_{sw,1,2}$ ou $\bar{f}_{sw,1,3}$	65,0	52,0	55,3	137,7
$\bar{f}_{sw,5}$, $\bar{f}_{sw,2,2}$ ou $\bar{f}_{sw,2,3}$	88,3	112,5	115,0	110,0
Média	35,2	31,7	36,2	55,2

As frequências de chaveamento das configurações propostas foram consideravelmente menores comparadas com a CHB_{3h}. O fato de que a configuração CSL_{6l}^{nop} teve menor frequência mostra porque ela também teve menores perdas. Isto também é um exemplo de que relações de espiras não-ótimas podem ser utilizadas para reduzir o número de níveis e aumentar o número de redundâncias nos estados de chaveamento de alguns níveis, o que permite a diminuição da frequência e conseqüentemente do estresse de chaveamento. Além disso, o fato de que as configurações propostas puderam fornecer menor THD com menores perdas mostra que elas têm não só melhor desempenho, mas que

também podem utilizar dispositivos mais baratos com requisitos de frequência máxima menores.

5.6.3 Estimativa de perdas nos transformadores e das perdas totais

As perdas nos transformadores são mostradas na Tabela 5.6 e foram estimadas pela mesma metodologia utilizada nos capítulos anteriores, considerando $R_t' = 375 \text{ m}\Omega$ e $V_t = 220 \text{ V RMS}$, ou $V_t = 1,294$ se normalizada pela tensão v_{dc} , tal qual no capítulo 3. Foram consideradas ainda as tensões RMS $V_{p,X}$, do enrolamento primário do transformador X , tais quais mostradas na Tabela 5.5.

Tabela 5.5 – Tensão RMS no enrolamento primário de cada transformador normalizada pela tensão v_{dc} do barramento CC.

	CSL _{6l}	CSL _{6l} ^{nop}	MCSL _{2m}	CHB _{3h}
$V_{p,T1}$ ou $V_{p,T1,1}$	0,790	0,792	0,821	0,861
$V_{p,T2}$ ou $V_{p,T2,1}$	0,747	0,763	0,780	0,762
$V_{p,T3}$ ou $V_{p,T1,2}$	0,660	0,708	0,583	0,561
$V_{p,T4}$ ou $V_{p,T2,2}$	0,623	0,618	0,591	—
$V_{p,T5}$	0,555	0,588	—	—

Assim, na Tabela 5.6 são mostradas as estimativas de perdas por condução (P_{wr}), no núcleo (P_{cr}) e totais (P_{tr}) nos transformadores, junto com as perdas nos semicondutores (P_{sc}) e totais (P_{tot}) das topologias, nas mesmas condições da Tabela 5.3. Como pode ser observado, as perdas nos transformadores foram praticamente iguais em todos os casos, com uma diferença marginal em favor das configurações propostas. Apesar delas utilizarem mais transformadores do que a CHB, eles são em geral de menor corrente e tensão, sobretudo os ligados a braços de maior índice, que têm menos enrolamentos. Deste modo, não foi observado um impacto significativo em favor ou contra nenhuma topologia devido aos transformadores, e o perfil das perdas totais se manteve praticamente o mesmo das perdas nos semicondutores, analisadas na subseção anterior.

Tabela 5.6 – Estimativa de perdas por condução (P_{wr}), no núcleo (P_{cr}) e totais (P_{tr}) nos transformadores, perdas nos semicondutores (P_{sc}) com THD da tensão v_r igual a 3,2% para as configurações propostas e 5% para a CHB, e totais nas configurações (P_{tot}).

	CSL _{6l}	CSL _{6l} ^{nop}	MCSL _{2m}	CHB _{3h}
P_{wr} (%)	2,14	2,16	2,24	2,34
P_{cr} (%)	2	2	2	2
P_{tr} (%)	4,14	4,16	4,24	4,34
P_{sc} (%)	2,75	2,67	2,76	3,12
P_{tot} (%)	6,89	6,83	7,00	7,46

5.6.4 Correntes dos semicondutores e potência dos transformadores

Para comparar as chaves IGBT e os transformadores de uma configuração com a outra, as correntes normalizadas dos IGBTs de cada braço e a potência percentual de cada transformador são mostradas nas Tabelas 5.7 e 5.9, respectivamente. Na Tabela 5.7, as correntes foram normalizadas com relação à corrente da carga i_l , e a corrente \bar{I}_X é aquela que se refere ao braço X . Além disso, em cada linha da primeira coluna, o primeiro \bar{I}_X se refere aos braços das configurações CSL_{6l} e CSL_{6l}^{nop} , o segundo aos da configuração $MCSL_{2m}$, e o último aos da configuração CHB_{3h} , de modo semelhante à Tabela 5.4. Já nas Tabelas 5.8 e 5.9, \bar{P}_{TX} e $|\bar{P}|_{TX}$ se referem respectivamente às potências média e absoluta média do transformador T_X , normalizadas pela potência da carga (P_l).

Observando a Tabela 5.7, pode-se ver que, exceto pelos braços de maior corrente mostrados na primeira linha, em geral os braços das configurações propostas têm menor corrente comparados aos da configuração convencional CHB_{3h} , com alguns braços tendo corrente apenas um pouco maiores. As configurações CSL_{6l} e CSL_{6l}^{nop} tiveram as menores correntes, exceto pelo braço compartilhado s . Além disso, relacionando a Tabela 5.7 com a Tabela 5.4, pôde-se perceber que os braços com maior corrente também tiveram menor frequência média de chaveamento, e que os de maior frequência média tiveram menor corrente, o que mostra a viabilidade das configurações.

Tabela 5.7 – Corrente das chaves de cada braço, normalizadas com relação à corrente da carga i_l .

	CSL_{6l}	CSL_{6l}^{nop}	$MCSL_{2m}$	CHB_{3h}
$\bar{I}_s, \bar{I}_{s,1}$ ou $\bar{I}_{1,1}$	1,00	1,00	0,88	0,69
$\bar{I}_1, \bar{I}_{1,1}$ ou $\bar{I}_{2,1}$	0,52	0,50	0,59	0,69
$\bar{I}_2, \bar{I}_{2,1}$ ou $\bar{I}_{1,2}$	0,26	0,25	0,29	0,23
$\bar{I}_3, \bar{I}_{s,2}$ ou $\bar{I}_{2,2}$	0,13	0,13	0,12	0,23
$\bar{I}_4, \bar{I}_{1,2}$ ou $\bar{I}_{1,3}$	0,06	0,08	0,08	0,08
$\bar{I}_5, \bar{I}_{2,2}$ ou $\bar{I}_{2,3}$	0,03	0,04	0,04	0,08

Já na Tabela 5.8 são mostradas as potências médias de cada transformador. É possível perceber que os transformadores de maior potência das configurações propostas apresentaram valores menores em relação ao da configuração convencional CHB_{3h} . A CHB_{3h} concentrou 90% da potência no transformador T_1 , enquanto nas configurações CSL e $MCSL$ esses valores foram 60 e 70%, respectivamente, permitindo assim a redução do tamanho desses transformadores e distribuindo uma parcela maior de potência entre os demais. Em todos os casos propostos, os transformadores T_2 e $T_{2,1}$ apresentaram cerca de metade da potência média em relação aos de maior potência, enquanto os demais apresentaram valores bastante reduzidos. Nas configurações CSL , o transformador T_3 foi de aproximadamente 10%, e os demais iguais ou menores do que 5%. Já na configuração $MCSL$, observou-se uma acentuada assimetria entre os módulos, fazendo os transforma-

dores $T_{1,2}$ e $T_{2,2}$ terem potência média praticamente nula. Pela soma $\bar{P}_{T_{1,1}} + \bar{P}_{T_{2,1}}$, é possível verificar que o módulo 1 processou praticamente 100% da potência, enquanto o módulo 2 processou uma potência média $\bar{P}_{T_{1,2}} + \bar{P}_{T_{2,2}}$ negativa e aproximadamente igual a zero. Tanto na configuração $MCSL_{2m}$ quanto na CHB_{3h} , verificou-se potência negativa nos transformadores $T_{1,2}$ e T_3 , fazendo com que o fluxo médio de potência neles fosse na direção do conversor. Isto é um indicativo de operação regenerativa nesses transformadores, i.e., existe um excesso de potência sendo entregue pelos demais que é retornada à fonte. Para analisar este aspecto com melhor clareza, é útil a comparação entre as Tabelas 5.8 e 5.9.

Tabela 5.8 – Potência média de cada transformador, normalizada em relação à potência da carga $P_l = 600$ W.

	CSL _{6l}	CSL _{6l} ^{nop}	MCSL _{2m}	CHB _{3h}
\bar{P}_{T_1} ou $\bar{P}_{T_{1,1}}$ (%)	59,9	58,0	71,6	90,4
\bar{P}_{T_2} ou $\bar{P}_{T_{2,1}}$ (%)	24,5	24,3	28,8	11,1
\bar{P}_{T_3} ou $\bar{P}_{T_{1,2}}$ (%)	9,2	9,5	-0,7	-1,5
\bar{P}_{T_4} ou $\bar{P}_{T_{2,2}}$ (%)	4,3	5,0	0,3	—
\bar{P}_{T_5} (%)	2,1	3,2	—	—
Total (%)	100,0	100,0	100,0	100,0

A Tabela 5.9 mostra a potência absoluta média $|\bar{P}|_{T_X}$ de cada transformador T_X , i.e., no seu cálculo é tomado primeiro o valor absoluto da potência e então é calculada a média. Deste modo, caso o conversor faça algum transformador T_X operar de forma regenerativa durante qualquer período de tempo, isto é evidenciado observando que seu $|\bar{P}|_{T_X}$ é maior do que o \bar{P}_{T_X} . Assim, comparando as Tabelas 5.8 e 5.9, pode-se perceber que as configurações CSL_{6l} e CSL_{6l}^{nop} não tiveram nenhum transformador operando em regeneração. Por outro lado, na configuração MCSL_{2m} ambos os transformadores da célula 2 apresentaram regeneração de potência, fazendo a célula inteira operar neste modo. Na CHB_{3h}, foram os transformadores T_2 e T_3 que operaram sob estas condições. A operação regenerativa do conversor como um todo também pode ser verificada pela potência absoluta média total, na Tabela 5.9. Todo valor que excede 100% indica regeneração. Assim, constata-se que a configuração MCSL_{2m} operou com 8,6% de potência regenerativa, valor menor do que a convencional CHB_{3h}, que apresentou 19,6%. Em geral, deseja-se evitar operação regenerativa porque ela causa a circulação de potência em excesso entre os elementos do conversor, o que pode elevar os valores nominais de seus dispositivos. Assim, neste quesito as configurações CSL levam vantagem por não apresentarem este problema, enquanto a MCSL_{2m} mais uma vez se mostra como uma alternativa intermediária, ainda melhor do que a CHB_{3h}.

Tabela 5.9 – Potência absoluta média de cada transformador, normalizada em relação à potência da carga $P_l = 600$ W.

	CSL _{6l}	CSL _{6l} ^{nop}	MCSL _{2m}	CHB _{3h}
$ P _{T1}$ ou $ P _{T1,1}$ (%)	59,9	58,0	71,6	90,4
$ \bar{P} _{T2}$ ou $ \bar{P} _{T2,1}$ (%)	24,5	24,3	28,8	22,3
$ \bar{P} _{T3}$ ou $ \bar{P} _{T1,2}$ (%)	9,2	9,5	4,8	6,9
$ \bar{P} _{T4}$ ou $ \bar{P} _{T2,2}$ (%)	4,3	5,0	3,4	—
$ \bar{P} _{T5}$ (%)	2,1	3,2	—	—
Total (%)	100,0	100,0	108,6	119,6

5.7 Resultados Experimentais

Os resultados experimentais foram obtidos para demonstrar a viabilidade e o desempenho da configuração proposta CSL, e para mostrar a influência da escolha das relações de espiras dos transformadores. Assim, resultados foram obtidos para a configuração proposta CSL com $N_{leg} = 4$ braços, e para a CHB convencional com $N_{hb} = 2$ pontes H. Uma menor quantidade de braços foi considerada nos experimentos devido a limitações do laboratório, como disponibilidade de transformadores na quantidade e com as relações de espiras necessárias. Duas situações também foram consideradas, a primeira em que relações de espiras ótimas foram calculadas, tal que o máximo número de níveis fossem produzidos para v_r , e a segunda em que relações de espiras não-ótimas foram estabelecidas para produzir número de níveis intermediários. Para cada gráfico, a curva superior é a tensão de saída na carga v_r e a curva inferior é a corrente da carga i_l . Os conversores foram aplicados como inversores, e os seguintes parâmetros foram considerados: $V_N = 110$ V, $P_N = 500$ W, $f_s = 60$ Hz, $V_l = 1$ p.u., $P_l = 1$ p.u., p.f. $\approx 0,99$, $R_l = 25$ Ω , $L_l = 7$ mH, $v_{dc} = 170$ V, $v_{r,max} = 170$ V, $m_a = 0,91$ e $f_{\Delta} = 10$ kHz.

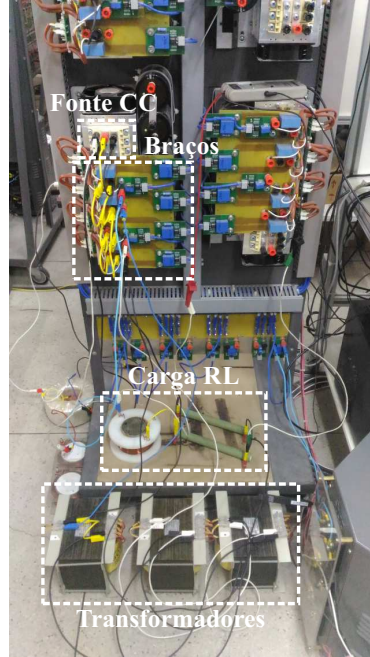
As configurações consideradas nos experimentos foram denominadas como segue:

- CSL_{4l}: configuração CSL com $N_{leg} = 4$ braços e relações de espiras quase-ótimas;
- CHB_{2h}: configuração CHB convencional com $N_{hb} = 2$ pontes H e relação de espiras ótimas.

Cada configuração descrita também teve um caso com relações de espiras não-ótimas, chamada da mesma forma que o caso ótimo (ou quase-ótimo), mas com o sobrescrito ^{nop}. E.g., CSL_{4l}^{nop} é a configuração CSL_{4l} com relações de espiras não-ótimas. Então, para cada configuração, as relações de espiras calculadas foram as seguintes:

- Para a configuração CSL_{4l} ($N_{lvl} = 13$): $(\eta_1; \eta_2; \eta_3) = \frac{1}{6}(3; 2; 1)$;
- Para a configuração CSL_{4l}^{nop} ($N_{lvl} = 9$): $(\eta_1; \eta_2; \eta_3) = \frac{1}{4}(2; 1; 1)$;

Figura 5.6 – Montagem experimental do conversor CSL.



- Para a configuração CHB_{2h} ($N_{lvl} = 9$): $(\eta_1; \eta_2) = \frac{1}{4}(3; 1)$;
- Para a configuração CHB_{2h}^{nop} ($N_{lvl} = 7$): $(\eta_1; \eta_2) = \frac{1}{3}(2; 1)$.

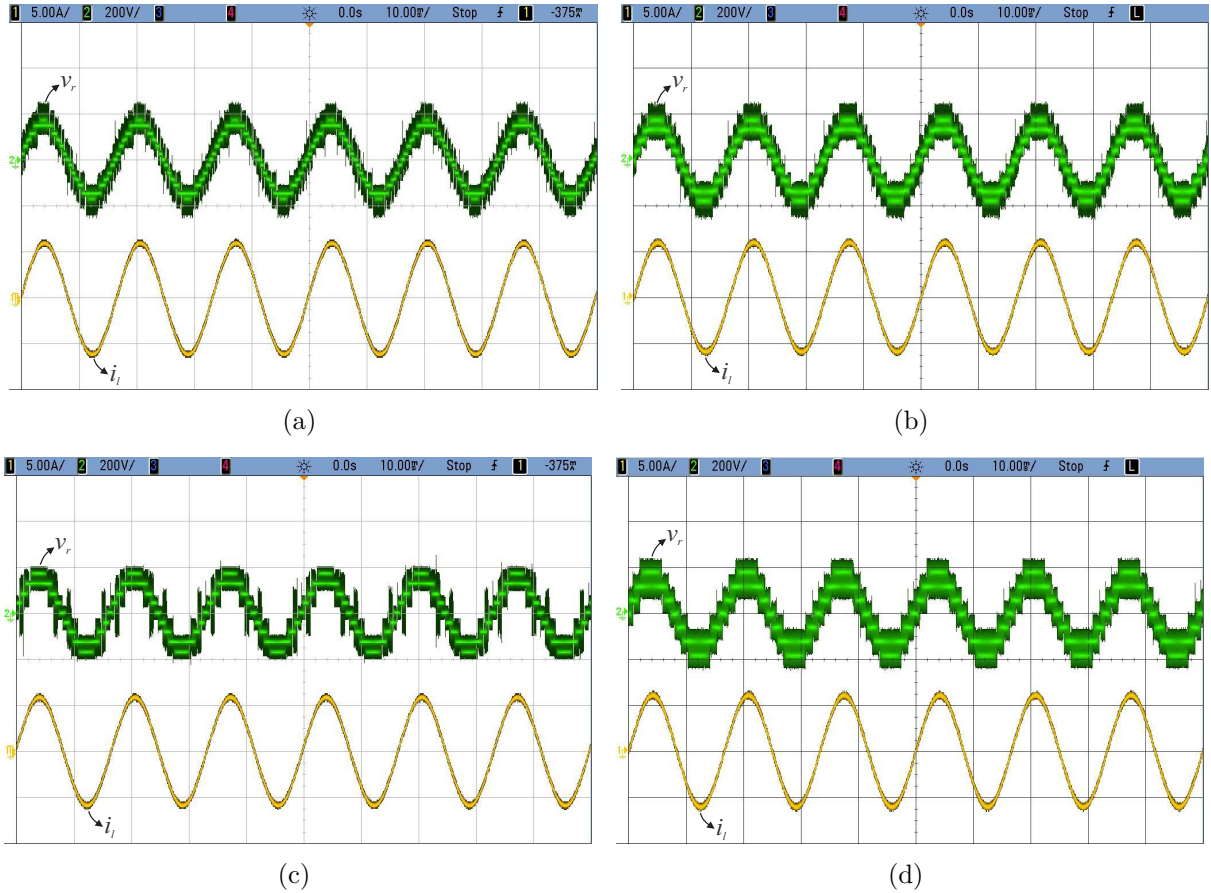
Observa-se que as relações de espiras definidas para a configuração CSL_{4l} não foram exatamente o caso ótimo. De fato, o número ótimo de níveis para a configuração CSL_{4l} seria $N_{lvl} = 15$, mas foi necessário aproximar as relações de espiras ideais correspondentes pelo conjunto de relações não-ótimas mais próximas, de modo a permitir realizar o experimento com os transformadores disponíveis no laboratório. Desta forma, estas relações são chamadas de quase-ótimas.

A montagem experimental pode ser vista na Figura 5.6 para um dos casos da configuração CSL. A vista frontal da bancada é mostrada, e apenas os elementos utilizados na montagem foram destacados. A fonte CC foi construída a partir de um retificador monofásico composto de uma ponte a diodos, e os conversores foram montados utilizando os quatro braços de um módulo. Os transformadores em cascata são mostrados na parte inferior da imagem junto com a carga RL.

Os resultados gráficos obtidos para cada caso podem ser vistos na Figura 5.7. Enquanto as Figuras 5.7(a) e 5.7(c) mostram resultados com relação de espiras ótima para as configurações CSL_{4l} e CHB_{2h} respectivamente, as Figuras 5.7(b) e 5.7(d) mostram resultados para os casos não-óticos, i.e., configurações CSL_{4l}^{nop} e CHB_{2h}^{nop} , respectivamente.

Como visto, para os casos ótimo/quase-ótimo, a tensão v_r apresentou $N_{lvl} = 13$ para a configuração CSL_{4l} e $N_{lvl} = 9$ para a CHB_{2h} . A configuração CSL_{4l} forneceu 4 níveis a mais do que a CHB_{2h} , com o mesmo número de braços. Os casos não-óticos de

Figura 5.7 – Resultados experimentais com relações de espiras ótima e não-ótima. Tensão na carga v_r (curva superior) e corrente i_l (curva inferior). (a) Configuração proposta CSL_{4l} ($N_{lvl} = 13$). (b) Configuração proposta CSL_{4l}^{nop} ($N_{lvl} = 9$). (c) Configuração convencional CHB_{2h} ($N_{lvl} = 9$). (d) Configuração convencional CHB_{2h}^{nop} ($N_{lvl} = 7$).



relação de espiras produziram menos níveis do que os casos ótimos correspondentes, como esperado, mas mantiveram uma distribuição de níveis de tensão uniforme, mostrando que a definição das relações de espiras foi correta. Para a configuração CSL_{4l}^{nop} , pôde-se observar $N_{lvl} = 9$ níveis, quatro níveis a menos do que a CSL_{4l} , que já era uma opção não ótima. Finalmente, para a configuração convencional CHB_{2h}^{nop} , pôde-se observar $N_{lvl} = 7$ níveis, dois a menos do que a configuração CHB_{2h} .

Como analisado nos resultados de simulação, o número de níveis produzidos pelo conversor refletiu diretamente na distorção harmônica, como mostrado na Tabela 5.10. Pode-se observar que todas as configurações propostas apresentaram menor THD. A configuração CSL_{4l} apresentou o valor mais baixo, seguida pela configuração CSL_{4l}^{nop} . A topologia convencional CHB_{2h} mostrou uma THD próxima daquela da CSL_{4l}^{nop} , mas ainda assim maior. Já as maiores THD foram verificadas para a configuração CHB_{2h}^{nop} convencional.

Isto mostra que, mesmo que o cálculo não-ótimo das relações de espiras produzam menos níveis, ele é um recurso útil que permite adaptar topologias para que sejam utilizáveis quando os transformadores com relações ideais não estiverem disponíveis, como foi

Tabela 5.10 – THD da tensão v_r obtido com dados experimentais, para frequência de portadoras fixada em $f_{\Delta} = 10$ kHz.

	CSL _{4l}	CSL _{4l} ^{nop}	CHB _{2h}	CHB _{2h} ^{nop}
v_r THD (%)	9,80	14,42	16,20	21,76

o caso da configuração CSL_{4l} experimental. Além disso, as relações não-ótimas permitem o projeto de um LS-PWM com estados redundantes. Como mostrado nos resultados de simulação, estes estados podem ser utilizados de forma adequada para reduzir as perdas e o estresse de chaveamento, mantendo um bom desempenho com um número de níveis de tensão ainda maior do que a configuração convencional.

5.8 Análises Gerais

Pela análise dos resultados de simulação, pôde ser verificado que para o mesmo número de braços ($N_{leg} = 6$), as configurações propostas fornecem mais níveis na tensão de saída do que a CHB convencional, de modo que suas distorções harmônicas foram menores, garantindo menor THD de tensão. Como visto na Figura 5.5 e na Tabela 5.2, a configuração proposta CSL_{6l} forneceu a maior quantidade de níveis e a menor THD, seguida pela configuração proposta MCSL_{2m} e pela CSL_{6l}^{nop}. A configuração convencional CHB_{3h} forneceu o menor número de níveis e a maior THD.

Pôde-se também verificar pelos dados fornecidos na Tabela 5.3 que as configurações propostas puderam oferecer tanto menores perdas nos semicondutores quanto menor THD de tensão (THD = 3,2%) em relação à CHB_{3h} convencional (THD = 5%). Particularmente, para a configuração CSL_{6l}^{nop}, foi observada uma quantidade de níveis intermediária ($N_{lvl} = 49$), menor do que no caso ótimo (CSL_{6l}). No entanto, a configuração CSL_{6l}^{nop} teve as menores perdas nos semicondutores entre todas as configurações, mostrando que relações de espiras não-ótimas podem ser utilizadas de forma eficiente para reduzir a frequência de chaveamento média, por meio do uso adequado dos estados redundantes no LS-PWM. Além disso, em geral as configurações propostas apresentaram menor corrente nominal para os braços de IGBT que operaram nas maiores frequências, e corrente mais alta para os que operaram em baixas frequências, como verificado pelos dados nas Tabelas 5.4 e 5.7, o que contribui para a redução das perdas por chaveamento.

Pela Tabela 5.6 também foi evidenciado que, apesar das configurações propostas utilizarem mais transformadores, isto não impactou negativamente nas perdas totais em relação ao caso convencional. Adicionalmente, por meio das Tabelas 5.8 e 5.9 foi mostrado ainda que a quantidade adicional de transformadores nos casos propostos permitiram uma melhor distribuição de potência entre eles, reduzindo o valor do maior transformador em relação à topologia CHB. Particularmente, a configuração CSL apresentou transformadores com melhor distribuição de potência e sem operação regenerativa. Já a topologia

MCSL praticamente concentrou toda a potência média nos transformadores do módulo módulo 1, operando com um nível intermediário de regeneração. A configuração CHB convencional foi a que operou com maior nível de regeneração, e concentrou 90% da transferência de energia em um único transformador. Em qualquer caso, os transformadores adicionais das configurações propostas apresentaram potência muito reduzida, inferior a 5% da potência da carga. Assim, mesmo que a utilização de mais transformadores nas topologias propostas possa ter lados negativos como menor densidade de potência, os benefícios são potencialmente maiores, uma vez que elas operam de forma mais eficiente e com menor estresse de chaveamento, utilizando transformadores extras de baixa potência, e podendo ainda utilizar dispositivos semicondutores de maior capacidade de potência, devido à menor frequência de chaveamento sob THD de tensão normalizado.

Já por meio dos resultados experimentais, pôde-se verificar que as configurações propostas são realizáveis e que apresentam de fato melhor desempenho de distorção harmônica do que a convencional, como indicado nos resultados de simulação. Casos com relações de espiras ótimas e não-ótimas das topologias CSL e CHB também foram analisados, e os padrões observados nas simulações puderam ser confirmado nos experimentos.

De forma complementar ao que já foi apresentado, a Tabela 5.11 mostra alguns dados gerais sobre as configurações propostas (CSL e MCSL) e as convencionais (CHB e CHfB). Na tabela, N é o número de chaves utilizadas, n é um número inteiro tal que $n \geq 1$, N_{lvl} é o número de níveis produzido, e N_{trf} o número de transformadores utilizados. Pode-se verificar que para $N = 8$ chaves, que é o caso das configurações dos resultados experimentais, a generalização CSL proposta tem quase o dobro de níveis por chave (N_{lvl}/N) do que a convencional CHB, e é muito próxima da convencional CHfB. Para $N = 12$ chaves, caso das configurações dos resultados de simulação, os níveis por chave produzidos pela configuração CSL é mais de duas vezes o produzido pela CHB convencional, e se aproxima ainda mais da CHfB. A generalização MCSL proposta também possui um alto valor de níveis por chave em relação à CHB, quase o dobro.

Tabela 5.11 – Dados gerais sobre as configurações propostas e convencionais, onde N é o número de chaves, n é um número inteiro tal que $n \geq 1$, N_{lvl} é o número de níveis produzido, e N_{trf} é o número de transformadores.

		Propostas		Convencionais	
		CSL	MCSL	CHB	CHfB
N		$N \geq 4 + 2n$	$N \geq 6n$	$N \geq 4n$	$N \geq 2n$
N_{lvl}		$2^{N/2} - 1$	$7^{N/6}$	$3^{N/4}$	$2^{N/2}$
N_{trf}		$N/2 - 1$	$N/3$	$N/4$	$N/2$
$N = 8$	N_{lvl}/N	1,875	—	1,125	2
	N_{trf}	3	—	2	4
$N = 12$	N_{lvl}/N	5,250	4,083	2,250	5,333
	N_{trf}	5	4	3	6

Considerando que a generalização CSL proposta oferece praticamente a mesma taxa de níveis por chave do que a CHfB convencional para valores mais elevados de N , e que ela utiliza um transformador a menos e não necessita de acesso ao ponto central do barramento CC, ela se torna uma boa alternativa. No entanto, a configuração CSL utiliza consideravelmente mais transformadores do que a CHB convencional (quase o dobro para $N = 12$). Então, se economia do número de transformadores é desejada para um sistema mais compacto, a generalização MSCL proposta surge como uma escolha interessante. Ela ainda utiliza mais transformadores do que a CHB convencional, mas tem uma taxa de níveis por chave consideravelmente maior e usa menos transformadores que a opção CSL proposta e a CHfB convencional. Como uma regra geral, o custo de aumentar os níveis por chave são mais transformadores. No entanto, devido a assimetria, os transformadores extras tendem a ser muito menores, transferindo uma fração pequena de energia. O projetista deve então avaliar sobre a implicação destes transformadores extras, mas deve também levar em conta que eles não significam necessariamente maiores custos, uma vez que são de potência e corrente nominal reduzidas.

5.9 Conclusões

Neste trabalho, foram propostas duas generalizações com um número indefinido de braços para o conversor básico com braço compartilhado utilizando transformadores em cascata. Elas são apresentadas como alternativas à configuração ponte H em cascata e à meia ponte em cascata, ambas convencionais. Foi mostrado que dentre as configurações propostas existem opções que podem oferecer praticamente a mesma quantidade de níveis por chave que a meia ponte em cascata, mas com um transformador a menos e sem a necessidade de conexão com o ponto central do barramento CC. Além disso, por meio de simulações e resultados experimentais foi mostrado que as configurações propostas têm melhor desempenho do que a ponte H em cascata convencional, com consideravelmente mais níveis por chave e menores perdas nos semicondutores, sob o custo de necessitarem de mais transformadores. No entanto, foi verificado que os transformadores adicionais das configurações propostas são de tensão, corrente, e potência nominais bastante reduzidas, apresentando ainda perdas totais equivalentes aos da configuração ponte H em cascata. Assim, foi avaliado que o custo total deles não seria necessariamente maior, permitindo ainda um particionamento maior de potência entre eles e tornando as configurações propostas alternativas interessantes e viáveis, que oferecem forma de onda CA multinível melhorada, sobretudo em aplicações de média e alta tensão e potência.

6 Conclusões Gerais

Neste trabalho de tese foram apresentados quatro grupos de conversores estáticos multinível, baseados em células em cascata. O primeiro grupo, tratado no capítulo 2, foi composto por duas topologias de conversores CA-CC trifásicos unidirecionais, onde a fonte de tensão com neutro em aberto foi conectada em série com duas pontes trifásicas de dois níveis, cada uma com um barramento CC carregado, além de ter uma ponte H e um capacitor flutuante em cascata por fase. Foram propostos dois métodos para regulação dos capacitores flutuantes, um empregando o SV-PWM, utilizando uma técnica proposta de RSS, e a outra utilizando o LS-PWM, com método de controle baseado na escolha da tensão de modo comum. Já no segundo grupo de topologias, tratado no capítulo 3, foram propostas três generalizações de conversores trifásicos como alternativas que empregam apenas um barramento CC comum a todas as células, sendo uma delas bidirecional e as outras duas unidirecionais, tendo portanto melhor confiabilidade e controle mais simples. Para isso, elas utilizaram transformadores com os enrolamentos secundários em cascata para conectar pontes trifásicas em série. No capítulo 4, foram propostas e generalizadas as configurações do terceiro grupo de topologias, para aplicações de quatro fios. Elas foram geradas como uma expansão da configuração bidirecional do capítulo anterior para sistemas trifásicos desbalanceados, onde as células foram todas conectadas com a malha de neutro, podendo ser compostas de três ou de quatro braços. Neste caso, também foram utilizados transformadores para conectar estas células em cascata. Finalmente, no capítulo 5, o último grupo foi tratado, onde duas generalizações de conversores monofásicos foram propostas baseadas na topologia com braço compartilhado, utilizando também a técnica de conectar transformadores em cascata para formar configurações multinível.

No capítulo 2, os métodos para regulação dos capacitores flutuantes junto com a técnica de resolução do SV-PWM podem ser citadas como as principais contribuições, permitindo o controle das tensões nas três fases simultaneamente, mas com índice de modulação em amplitude limitado. Resultados de simulação mostraram que as topologias propostas apresentaram melhor desempenho do que a convencional de dois níveis, com menor THD de corrente e WTHD de tensão com frequência de PWM fixa, e menores perdas nos semicondutores com THD de corrente fixa. As simulações também demonstraram a eficácia e equivalência entre os dois métodos de regulação propostos. Nos resultados experimentais foi demonstrada a viabilidade das configurações propostas, bem como a eficácia da técnica de regulação empregando o LS-PWM.

No caso das configurações generalizadas propostas no capítulo 3, pôde-se observar uma simplicidade consideravelmente maior do sistema de controle devido à utilização de um único barramento CC regulado, além de uma melhor escalabilidade dada a facilidade

em se adicionar células em série. Neste caso, foi proposto um método padronizado para o projeto das relações de espiras dos transformadores em cascata, detalhado para os casos mais e menos assimétricos. Diversos casos de assimetria foram também avaliados para duas e três células em cascata, em comparação com a topologia de dois níveis e com outras topologias multinível, a NPC e a NPC-HB, todas utilizando transformadores de isolamento. Foi verificado o melhor desempenho em relação à distorção harmônica e perdas nos semicondutores das topologias propostas, além do menor estresse de chaveamento. As perdas nos semicondutores em geral foram menores nos casos propostos, mas marginalmente maiores nos transformadores, de modo que na avaliação final foi verificado que as topologias propostas apresentaram o mesmo desempenho em perdas dos casos multinível convencionais, mas com frequência de chaveamento menor e com menor quantidade de semicondutores em relação à configuração NPC-HB. Em geral, as opções propostas de maior assimetria apresentaram melhor desempenho, mas algumas alternativas com assimetria intermediária, sobretudo aquelas em que a célula 1 operou em baixa frequência, foram mais bem avaliadas em termos de custo/benefício.

Já a generalização de conversores a quatro fios proposta no capítulo 4 pode ser vista como uma expansão da configuração 1 do capítulo 3 pela adição da malha de neutro, permitindo assim a operação em sistemas de conversão trifásicos desequilibrados, seja para retificação ou inversão. As análises comparativas de desempenho foram feitas entre todas as possibilidades com duas células em cascata, chamadas configurações de 1 a 4, e a topologia convencional de dois níveis e quatro braços, chamada configuração 0. Todos os casos foram analisados como inversores alimentando uma carga trifásica desbalanceada. Além disso, para tornar as topologias propostas competitivas em termos de perdas e colocá-las na mesma condição não isolada da convencional, foram consideradas as versões sem transformador na célula 1. Resultados de simulação mostraram que as configurações propostas puderam fornecer menor THD na corrente da carga e menor WTHD na tensão de saída para frequência de portadoras fixa, assim como menores perdas totais para THD de corrente fixa. As configurações 1 e 4 apresentaram os menores valores de THD e também as menores perdas, sendo que a configuração 4 apresentou os menores valores dentre todos os casos, enquanto a configuração 3 apresentou o pior desempenho entre as propostas, fazendo evidente a vantagem em retirar os quartos braços de células de potência maior e inseri-los nas de menor potência. Apesar das configurações propostas terem a desvantagem de precisar de transformadores adicionais, seus valores nominais e sobretudo a potência foram pequenos comparados aos valores nominais da carga, variando de 6 a 18% no caso da potência, o que implicou também em baixas perdas estimadas para estes componentes, não afetando o desempenho de forma significativa. Nos resultados experimentais foi demonstrada a viabilidade das configurações propostas com duas células e seus desempenhos em termos de distorção harmônica, confirmando os resultados de simulação. Assim, de um modo geral, nesta etapa do trabalho foi mostrado também que configurações

utilizando transformadores em cascata podem apresentar desempenho superior em relação a sistemas convencionais que não os utilizam, sobretudo se for considerada a redução do transformador de maior potência da célula 1 em configurações assimétricas.

Por fim, no capítulo 5 foram propostas duas generalizações para o conversor multinível monofásico com braço compartilhado e transformadores em cascata. A primeira topologia generalizada, denominada CSL, fez uso de apenas um braço compartilhado entre os transformadores. A segunda topologia, denominada MCSL, foi uma alternativa modular, onde cada módulo poderia ter a mesma configuração da topologia CSL, possuindo portanto um braço compartilhado por módulo e utilizando menos transformadores do que a opção CSL para o mesmo número total de braços. Estas topologias foram comparadas às configurações ponte H em cascata e meia ponte em cascata, ambas também utilizando transformadores. Nas análises comparativas, a configuração MCSL foi avaliada com a quantidade mínima de braços por módulo (três). Foi mostrado que, dentre as generalizações propostas, existiram opções que puderam oferecer praticamente a mesma taxa de níveis por chave que a meia ponte em cascata, mas com um transformador a menos e sem a necessidade de conexão com o ponto central do barramento CC. Além disso, por meio de simulações considerando seis braços, portando com dois módulos na configuração MCSL e três pontes na CHB convencional, foi mostrado que as configurações propostas tiveram melhor desempenho do que a CHB, fornecendo consideravelmente mais níveis por chave, menor frequência de chaveamento, e apresentando menores perdas totais estimadas, sobretudo nos semicondutores. Mesmo utilizando mais transformadores, foi verificado que eles não ofereceram prejuízo em termos de perdas nas configurações propostas, além de terem menor valores nominais individuais, tornando as configurações propostas alternativas interessantes para aplicações de média e alta tensão. Foi verificado também um desempenho marginalmente superior em termos de perdas nos semicondutores da configuração CSL com projeto de relações de espiras não-ótimas (do ponto de vista de níveis de tensão), em relação à opção com projeto ótimo. Assim, mais evidências foram mostradas, além das reveladas no capítulo 3, de que projetos de assimetria intermediária podem ser utilizados como alternativas aos mais assimétricos, sem prejuízo de desempenho ou até mesmo com benefícios. Finalmente, por meio de resultados experimentais também foi confirmado o melhor desempenho da topologia CSL em termos de distorção harmônica.

Como trabalhos futuros, propõe-se complementar e expandir o estudo realizado em cada capítulo. Assim, realizar o estudo das topologias dos capítulos 2 e 4 de forma comparativa a outras configurações multinível convencionais é um ponto de interesse. Além disso, formas unidirecionais com redução de chaves controladas e níveis intermediários de assimetria podem ser estudados para as topologias dos capítulos 4 e 5, à semelhança do que foi feito no capítulo 3. Em particular, pode-se ainda melhorar e expandir o modelo generalizado e o projeto de relação de espiras da configuração MCSL do capítulo 5, para mais de três braços por módulo e em níveis intermediários de assimetria. Por fim, pode

ser estudada a possibilidade de expansão das topologias do capítulo 5 para aplicações trifásicas de três e quatro fios, uni e bidirecionais.

Referências

- ADAM, G. P. et al. New flying capacitor multilevel converter. In: *2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 335–339. ISSN 2163-5145.
- AJAMI, A.; FARAKHOR, A.; ARDI, H. Minimisations of total harmonic distortion in cascaded transformers multilevel inverter by modifying turn ratios of the transformers and input voltage regulation. *IET Power Electronics*, v. 7, n. 11, p. 2687–2694, 2014. ISSN 1755-4535.
- ALEXA, D.; SIRBU, A.; LAZAR, A. Three-phase rectifier with near sinusoidal input currents and capacitors connected on the AC side. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 53, n. 5, p. 1612–1620, Oct 2006. ISSN 0278-0046.
- ALONSO, O. et al. Cascaded h-bridge multilevel converter for grid connected photovoltaic generators with independent maximum power point tracking of each solar array. In: *Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC '03. 2003 IEEE 34th Annual*. [S.l.: s.n.], 2003. v. 2, p. 731–735 vol.2. ISSN 0275-9306.
- ALVES, R. L.; BARBI, I. A new hybrid high power factor three-phase unidirectional rectifier. In: *2006 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. [S.l.: s.n.], 2006. v. 2, p. 1046–1051. ISSN 2163-5137.
- ALVES, R. L.; FONT, C. H. I.; BARBI, I. A novel unidirectional hybrid three-phase rectifier system employing boost topology. In: *2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.: s.n.], 2005. p. 487–493. ISSN 0275-9306.
- ANDRIOLLO, M. et al. Design improvement of a single-phase brushless permanent magnet motor for small fan appliances. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 57, n. 1, p. 88–95, Jan 2010. ISSN 0278-0046.
- AZLI, N. A.; CHOONG, Y. C. Analysis on the performance of a three-phase cascaded h-bridge multilevel inverter. In: *2006 IEEE International Power and Energy Conference*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 405–410.
- BAHIA, F. A. C. et al. Hybrid three-phase four-wire inverters based on modular multilevel cascade converter. In: *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–8.
- BANAEI, M. R.; KHOUNJAHAN, H.; SALARY, E. Single-source cascaded transformers multilevel inverter with reduced number of switches. *IET Power Electronics*, v. 5, n. 9, p. 1748–1753, November 2012. ISSN 1755-4535.
- BARBOZA, J. A. L. et al. Five-level T-type NPC PFC rectifier based on multistate switching cell. In: *2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–6.
- BARRENA, J. A. et al. Individual voltage balancing strategy for PWM cascaded h-bridge converter-based STATCOM. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 55, n. 1, p. 21–29, Jan 2008. ISSN 0278-0046.

- BLAABJERG, F.; JAEGER, U.; MUNK-NIELSEN, S. Power losses in PWM-VSI inverter using NPT or PT IGBT devices. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 10, n. 3, p. 358–367, May 1995. ISSN 0885-8993.
- BOSE, B. K. Variable frequency drives-technology and applications. In: *ISIE '93 - Budapest: IEEE International Symposium on Industrial Electronics Conference Proceedings*. [S.l.: s.n.], 1993. p. 1–18.
- BROECK, H. W. van der; SKUDELNY, H. C.; STANKE, G. V. Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 24, n. 1, p. 142–150, Jan 1988. ISSN 0093-9994.
- BUJA, G.; INDRI, G. Improvement of pulse width modulation techniques. *Archiv für Elektrotechnik*, v. 57, n. 5, p. 281–289, 1975. ISSN 1432-0487.
- BUTICCHI, G. et al. A nine-level grid-connected converter topology for single-phase transformerless PV systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 61, n. 8, p. 3951–3960, Aug 2014. ISSN 0278-0046.
- CALLE-PRADO, A. et al. Model predictive current control of grid-connected neutral-point-clamped converters to meet low-voltage ride-through requirements. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 62, n. 3, p. 1503–1514, March 2015. ISSN 0278-0046.
- CARBONE, R.; CORSONELLO, P.; SCAPPATURA, A. A three-phase diode rectifier with low current harmonics. In: *IEEE International Conference on Industrial Technology, 2003*. [S.l.: s.n.], 2003. v. 2, p. 642–647 Vol.2.
- CARLOS, G. A. de A.; JACOBINA, C. B. Series compensator based on cascaded transformers coupled with three-phase bridge converters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 53, n. 2, p. 1271–1279, March 2017. ISSN 0093-9994.
- CARRASCO, J. M. et al. Power-electronic systems for the grid integration of renewable energy sources: A survey. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 53, n. 4, p. 1002–1016, June 2006. ISSN 0278-0046.
- CHENG, Z.; WU, B. A novel switching sequence design for five-level NPC/h-bridge inverters with improved output voltage spectrum and minimized device switching frequency. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 22, n. 6, p. 2138–2145, Nov 2007. ISSN 0885-8993.
- CHIASSON, J. N.; OZPINECI, B.; TOLBERT, L. M. A five-level three-phase hybrid cascade multilevel inverter using a single DC source for a PM synchronous motor drive. In: *APEC 07 - Twenty-Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 1504–1507. ISSN 1048-2334.
- CHOI, N. S.; CHO, J. G.; CHO, G. H. A general circuit topology of multilevel inverter. In: *Power Electronics Specialists Conference, 1991. PESC '91 Record., 22nd Annual IEEE*. [S.l.: s.n.], 1991. p. 96–103.
- CHOI, U.; LEE, J.; LEE, K. New modulation strategy to balance the neutral-point voltage for three-level neutral-clamped inverter systems. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 29, n. 1, p. 91–100, March 2014. ISSN 0885-8969.

- CORTES, P. et al. Model predictive control of multilevel cascaded h-bridge inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 57, n. 8, p. 2691–2699, Aug 2010. ISSN 0278-0046.
- CORZINE, K. A.; HARDRICK, F. A.; FAMILIANT, Y. L. A cascaded multi-level h-bridge inverter utilizing capacitor voltages sources. In: *Proceedings of the IASTED International Conference*. [S.l.: s.n.], 2003. p. 290–295.
- CORZINE, K. A.; SUDHOFF, S. D.; WHITCOMB, C. A. Performance characteristics of a cascaded two-level converter. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 14, n. 3, p. 433–439, Sept 1999. ISSN 0885-8969.
- CORZINE, K. A. et al. Control of cascaded multilevel inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 19, n. 3, p. 732–738, May 2004. ISSN 0885-8993.
- COSTA, A. V. et al. Hybrid three-phase rectifier with high power factor and voltage sags ride-through capability for utility interface of adjustable speed drives. In: *XI Brazilian Power Electronics Conference*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 582–588. ISSN 2165-0454.
- DAI, N.-Y.; WONG, M.-C.; HAN, Y.-D. Application of a three-level NPC inverter as a three-phase four-wire power quality compensator by generalized 3DSVM. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 21, n. 2, p. 440–449, March 2006. ISSN 0885-8993.
- DARGAHI, V. et al. Flying capacitors reduction in an improved double flying capacitor multicell converter controlled by a modified modulation method. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 27, n. 9, p. 3875–3887, Sept 2012. ISSN 0885-8993.
- DARGAHI, V. et al. A new family of modular multilevel converter based on modified flying-capacitor multicell converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 30, n. 1, p. 138–147, Jan 2015. ISSN 0885-8993.
- DEBNATH, S. et al. Operation, control, and applications of the modular multilevel converter: A review. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 30, n. 1, p. 37–53, Jan 2015. ISSN 0885-8993.
- DIVAN, D. M. A new topology for single phase UPS systems. In: *Industry Applications Society Annual Meeting, 1989., Conference Record of the 1989 IEEE*. [S.l.: s.n.], 1989. p. 931–936 vol.1.
- DONG, D. et al. Design of hybrid AC-DC-AC topology for uninterruptible power supply. In: *2015 IEEE 2nd International Future Energy Electronics Conference (IFEEEC)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–5.
- DU, Z. et al. A cascade multilevel inverter using a single DC source. In: *Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 5 pp.–. ISSN 1048-2334.
- ESCALANTE, M. F.; VANNIER, J. C.; ARZANDE, A. Flying capacitor multilevel inverters and DTC motor drive applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 49, n. 4, p. 809–815, Aug 2002. ISSN 0278-0046.
- ETXEBERRIA-OTADUI, I. et al. Analysis of a H-NPC topology for an AC traction front-end converter. In: *2008 13th International Power Electronics and Motion Control Conference*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1555–1561.

- FARIVAR, G.; TEYMOURFAR, R.; IMAN-EINI, H. Indirect controller application on cascaded h-bridge rectifier. In: *2011 2nd International Conference on Electric Power and Energy Conversion Systems (EPECS)*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–5.
- FLORICAU, D.; GATEAU, G.; MEYNARD, T. A. New multilevel flying-capacitor inverters with coupled-inductors. In: *2012 13th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM)*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 764–769. ISSN 1842-0133.
- FRASER, M. E.; MANNING, C. D.; WELLS, B. M. Transformerless four-wire PWM rectifier and its application in AC-DC-AC converters. *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, v. 142, n. 6, p. 410–416, Nov 1995. ISSN 1350-2352.
- FREITAS, L. C. G. de et al. Programmable PFC based hybrid multipulse power rectifier for ultra clean power application. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 21, n. 4, p. 959–966, July 2006. ISSN 0885-8993.
- GANDIKOTA, S.; MOHAN, N. Single stage transformer isolated high frequency AC link based open end drive. In: *2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1051–1056.
- GANDOMI, A. A. et al. Transformer-based inverter with reduced number of switches for renewable energy applications. *IET Power Electronics*, v. 8, n. 10, p. 1875–1884, 2015. ISSN 1755-4535.
- GATEAU, G.; MEYNARD, T. A.; FOCH, H. Stacked multicell converter (SMC): properties and design. In: *2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.01CH37230)*. [S.l.: s.n.], 2001. v. 3, p. 1583–1588 vol. 3. ISSN 0275-9306.
- GHOSH, R.; NARAYANAN, G. Control of three-phase, four-wire PWM rectifier. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 23, n. 1, p. 96–106, Jan 2008. ISSN 0885-8993.
- GONZALEZ, R. et al. Transformerless inverter for single-phase photovoltaic systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 22, n. 2, p. 693–697, March 2007. ISSN 0885-8993.
- GUPTA, K. K. et al. Multilevel inverter topologies with reduced device count: A review. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 31, n. 1, p. 135–151, Jan 2016. ISSN 0885-8993.
- HAMMOND, P. W. A new approach to enhance power quality for medium voltage AC drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 33, n. 1, p. 202–208, Jan 1997. ISSN 0093-9994.
- HARTMANN, M.; FEHRINGER, R. Active three-phase rectifier system using a “flying” converter cell. In: *2012 IEEE International Energy Conference and Exhibition (ENERGYCON)*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 82–89.
- HELDWEIN, M. L.; MUSSA, S. A.; BARBI, I. Three-phase multilevel pwm rectifiers based on conventional bidirectional converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 25, n. 3, p. 545–549, March 2010. ISSN 0885-8993.

- HOCHGRAF, C. et al. Comparison of multilevel inverters for static VAR compensation. In: *Proceedings of 1994 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*. [S.l.: s.n.], 1994. v. 2, p. 921–928 vol.2.
- HOLMES, D. G.; LIPO, T. A. Harmonic distortion. In: _____. *Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice*. [S.l.]: Wiley-IEEE Press, 2003. p. 744–. ISBN 9780470546284.
- HU, C. et al. An improved virtual space vector modulation scheme for three-level active neutral-point-clamped inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 32, n. 10, p. 7419–7434, Oct 2017. ISSN 0885-8993.
- HUANG, J.; CORZINE, K. A. Extended operation of flying capacitor multilevel inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 21, n. 1, p. 140–147, Jan 2006. ISSN 0885-8993.
- HURLEY, W. G.; WOLFLE, W. H. *Transformers and Inductors for Power Electronics. Theory, Design and Applications: Theory, design and applications*. [S.l.]: Wiley, 2013.
- HUSEV, O. et al. Three-level three-phase quasi-z-source neutral-point-clamped inverter with novel modulation technique for photovoltaic application. *Electric Power Systems Research*, v. 130, p. 10 – 21, 2016. ISSN 0378-7796.
- IMAN-EINI, H. et al. A modular strategy for control and voltage balancing of cascaded h-bridge rectifiers. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 23, n. 5, p. 2428–2442, Sept 2008. ISSN 0885-8993.
- IQBAL, A. et al. PWM scheme for dual matrix converters based five-phase open-end winding drive. In: *2013 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1686–1690.
- JACOBINA, C. B. et al. Current control of unbalanced electrical systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 48, n. 3, p. 517–525, Jun 2001. ISSN 0278-0046.
- JACOBINA, C. B.; ROCHA, N.; MARINUS, N. S. M. L. Open-end winding permanent magnet synchronous generator system with reduced controlled switch count. In: *2013 Brazilian Power Electronics Conference*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 692–698. ISSN 2165-0454.
- JAHAN, H. K.; BANAEI, M. R.; MOBARAKI, S. T. Combined h-bridge cells cascaded transformers multilevel inverter. In: *The 5th Annual International Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC 2014)*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 524–528.
- JONES, D.; LOWRY, H.; SYLVAN, T. Silicon controlled rectifier inverters. In: *1959 IEEE International Solid-State Circuits Conference. Digest of Technical Papers*. [S.l.: s.n.], 1959. II, p. 50–51.
- KANG, F.-S. et al. An efficient multilevel-synthesis approach and its application to a 27-level inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 52, n. 6, p. 1600–1606, Dec 2005. ISSN 0278-0046.
- KANG, F. soon et al. Half-bridge and full-bridge cell based multilevel PWM inverter with cascaded transformers. In: *Circuits and Systems, 2004. MWSCAS '04. The 2004 47th Midwest Symposium on*. [S.l.: s.n.], 2004. v. 2, p. II-273–II-276 vol.2.

- KHARITONOV, S.; BROVANOV, S.; ZINOVIEV, G. Power analysis of a multimodular wind power system including PMG, active rectifier and VSI. In: *2011 7th International Conference-Workshop Compatibility and Power Electronics (CPE)*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 78–85. ISSN 2166-9538.
- KHAZRAEI, M. et al. Active capacitor voltage balancing in single-phase flying-capacitor multilevel power converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 59, n. 2, p. 769–778, Feb 2012. ISSN 0278-0046.
- KHOUCHA, F. et al. A 7-level single DC source cascaded h-bridge multilevel inverters control using hybrid modulation. In: *The XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM 2010*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–5.
- KIAHI, K. et al. High power gate turn-off thyristors (GTO'S) and GTO-VVVF inverter. In: *1977 IEEE Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.: s.n.], 1977. p. 268–274. ISSN 0275-9306.
- KIM, J.; SUL, S.; ENJETI, P. N. A carrier-based pwm method with optimal switching sequence for a multilevel four-leg voltage-source inverter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 44, n. 4, p. 1239–1248, July 2008. ISSN 0093-9994.
- KOLAR, J. W.; FRIEDLI, T. The essence of three-phase pfc rectifier systems - part I. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 1, p. 176–198, Jan 2013. ISSN 0885-8993.
- KOTB, K. M.; HASSAN, A. E. W.; RASHAD, E. M. Simplified sinusoidal pulse width modulation for cascaded half-bridge multilevel inverter. In: *2016 Eighteenth International Middle East Power Systems Conference (MEPCON)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 907–913.
- KUMAR, P. R. et al. Seventeen-level inverter formed by cascading flying capacitor and floating capacitor h-bridges. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 30, n. 7, p. 3471–3478, July 2015. ISSN 0885-8993.
- LAI, J.-S.; PENG, F. Z. Multilevel converters-a new breed of power converters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 32, n. 3, p. 509–517, May 1996. ISSN 0093-9994.
- LEE, Y.; HA, J. Hybrid modulation of dual inverter for open-end permanent magnet synchronous motor. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 30, n. 6, p. 3286–3299, June 2015. ISSN 0885-8993.
- LEVI, E. Multiphase electric machines for variable-speed applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 55, n. 5, p. 1893–1909, May 2008. ISSN 0278-0046.
- LEVI, E. et al. A space-vector modulation scheme for multilevel open-end winding five-phase drives. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 27, n. 1, p. 1–10, March 2012. ISSN 0885-8969.
- LI, H.; WANG, Y.; YU, C. Research on voltage balance and power balance control for three-phase cascaded multilevel converter based power electronic transformer. In: *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 3588–3593.

- 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. ISSN 1553-572X.
- LIANG, J. et al. Increasing voltage utilization in split-link, four-wire inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 24, n. 6, p. 1562–1569, June 2009. ISSN 0885-8993.
- LIANG, Y.; NWANKPA, C. O. A new type of STATCOM based on cascading voltage source inverters with phase-shifted unipolar SPWM. In: *Conference Record of 1998 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Third IAS Annual Meeting (Cat. No.98CH36242)*. [S.l.: s.n.], 1998. v. 2, p. 1447–1453 vol.2. ISSN 0197-2618.
- LIU, P. et al. A three-level rectifier structure with flying capacitors for DC–DC converter in high-voltage output application. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 65, n. 3, p. 2122–2134, March 2018. ISSN 0278-0046.
- LOWRY, H. R. Industrial applications of silicon controlled rectifiers. *Proceedings of the IEE - Part B: Electronic and Communication Engineering*, v. 106, n. 18, p. 1295–1299, May 1959. ISSN 0369-8890.
- LU, S.; CORZINE, K. A. Advanced control and analysis of cascaded multilevel converters based on P-Q compensation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 22, n. 4, p. 1242–1252, July 2007. ISSN 0885-8993.
- LUO, Y. et al. Three-phase rectifier with near-sinusoidal input currents and capacitors parallel connected with the upper diodes. In: *2009 IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1697–1702.
- MARCHESONI, M.; MAZZUCHELLI, M.; TENCONI, S. A non conventional power converter for plasma stabilization. In: *PESC '88 Record., 19th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.: s.n.], 1988. p. 122–129 vol.1.
- MARQUEZ, A. et al. Variable-angle phase-shifted PWM for multilevel three-cell cascaded h-bridge converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 64, n. 5, p. 3619–3628, May 2017. ISSN 0278-0046.
- MARZOUGH, A. et al. Design and comparison of cascaded h-bridge, modular multilevel converter, and 5-L active neutral point clamped topologies for motor drive applications. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 54, n. 2, p. 1404–1413, March 2018. ISSN 0093-9994.
- MCGRATH, B. P.; HOLMES, D. G. Enhanced voltage balancing of a flying capacitor multilevel converter using phase disposition (PD) modulation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 26, n. 7, p. 1933–1942, July 2011. ISSN 0885-8993.
- MCMURRAY, W.; SHATTUCK, D. P. A silicon-controlled rectifier inverter with improved commutation. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, Part I: Communication and Electronics*, v. 80, n. 5, p. 531–542, Nov 1961. ISSN 0097-2452.
- MEDRI, K. E.; WU, B. A variable frequency pwm rectifier for wind driven induction generators. In: *IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 1417–1422. ISSN 1553-572X.

- MELICIO, R.; MENDES, V. M. F.; CATALAO, J. P. S. Two-level and multilevel converters for wind energy systems: A comparative study. In: *2008 13th International Power Electronics and Motion Control Conference*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1682–1687.
- MEYNARD, T. et al. Flying capacitor multicell converters with reduced stored energy. In: *2006 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. [S.l.: s.n.], 2006. v. 2, p. 914–918. ISSN 2163-5137.
- MEYNARD, T. A.; FOCH, H. Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters. In: *Power Electronics Specialists Conference, 1992. PESC '92 Record., 23rd Annual IEEE*. [S.l.: s.n.], 1992. p. 397–403 vol.1.
- MILLER, S. K. T.; SUN, J. Comparative study of three-phase pwm rectifiers for wind energy conversion. In: *Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 7 pp.–. ISSN 1048-2334.
- MISSANDA, A.; AL-HADDAD, K.; MENDALEK, N. Nonlinear control of three-phase three-level four-wire NPC converter. In: *2016 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1254–1259.
- MÉLLO, J. P. R. A. *Retificadores Trifásicos Baseados em Conversores Estáticos Conectados em Série*. 119 p. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande, 2015.
- MÉLLO, J. P. R. A.; JACOBINA, C. B. Asymmetrical cascaded three-phase AC-DC converters with injection transformers. In: *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 2803–2810.
- MÉLLO, J. P. R. A. et al. AC/DC converters with open-end grid for ac machine conversion systems. In: *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1278–1285. ISSN 2329-3721.
- MÉLLO, J. P. R. A.; JACOBINA, C. B.; SILVA, I. R. F. M. P. da. Multilevel reduced controlled switches AC-DC power conversion cells. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 53, n. 3, p. 2233–2244, May 2017. ISSN 0093-9994.
- MOHD, A. et al. Control strategy and space vector modulation for three-leg four-wire voltage source inverters under unbalanced load conditions. *IET Power Electronics*, v. 3, n. 3, p. 323–333, May 2010. ISSN 1755-4535.
- MONDAL, G. et al. A five-level inverter scheme with common-mode voltage elimination by cascading conventional two-level and three-level NPC inverters for an induction motor drive. In: *2007 European Conference on Power Electronics and Applications*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 1–10.
- MORITZ, R. M. B.; BATSCHAUER, A. L. Capacitor voltage balancing in a 5-L full-bridge flying capacitor inverter. In: *2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–6.
- MUÑOZ, J. et al. A 27-level asymmetric multilevel converter for harmonic currents compensation. In: *2017 11th IEEE International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 538–543.

- NABAE, A.; TAKAHASHI, I.; AKAGI, H. A new neutral-point-clamped PWM inverter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-17, n. 5, p. 518–523, Sept 1981. ISSN 0093-9994.
- NAMI, A. et al. Modular multilevel converters for HVDC applications: Review on converter cells and functionalities. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 30, n. 1, p. 18–36, Jan 2015. ISSN 0885-8993.
- NAMI, A. et al. A hybrid cascade converter topology with series-connected symmetrical and asymmetrical diode-clamped h-bridge cells. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 26, n. 1, p. 51–65, Jan 2011. ISSN 0885-8993.
- NAYAK, P. H.; HOFT, R. G. Optimizing the PWM waveform of a thyristor inverter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-11, n. 5, p. 526–530, Sept 1975. ISSN 0093-9994.
- NGUYEN, T. H.; LEE, D.; KIM, C. A series-connected topology of a diode rectifier and a voltage-source converter for an HVDC transmission system. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 29, n. 4, p. 1579–1584, April 2014. ISSN 0885-8993.
- NIAN, H.; ZHOU, Y. Investigation of open-winding PMSG system with the integration of fully controlled and uncontrolled converter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 51, n. 1, p. 429–439, Jan 2015. ISSN 0093-9994.
- OLIVEIRA JÚNIOR, D. S. et al. A three-phase high-frequency semicontrolled rectifier for PM WECS. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 25, n. 3, p. 677–685, March 2010. ISSN 0885-8993.
- PARK, S.-J. et al. Development of a high performance single-phase voltage regulator composed of 3 arms bridge. In: *Industrial Electronics, 1999. ISIE '99. Proceedings of the IEEE International Symposium on*. [S.l.: s.n.], 1999. v. 2, p. 700–705 vol.2.
- PARSA, L.; TOLİYAT, H. A. Five-phase permanent-magnet motor drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 41, n. 1, p. 30–37, Jan 2005. ISSN 0093-9994.
- PENG, F. Z. A generalized multilevel inverter topology with self voltage balancing. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 37, n. 2, p. 611–618, March 2001. ISSN 0093-9994.
- PENG, F. Z. et al. A multilevel voltage-source inverter with separate DC sources for static VAR generation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 32, n. 5, p. 1130–1138, Sep 1996. ISSN 0093-9994.
- PENG, F. Z.; QIAN, W.; CAO, D. Recent advances in multilevel converter/inverter topologies and applications. In: *Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 492–501.
- PERALES, M. A. et al. Three-dimensional space vector modulation in abc coordinates for four-leg voltage source converters. *IEEE Power Electronics Letters*, v. 1, n. 4, p. 104–109, Dec 2003. ISSN 1540-7985.
- PEREZ, M. A. et al. Circuit topologies, modeling, control schemes, and applications of modular multilevel converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 30, n. 1, p. 4–17, Jan 2015. ISSN 0885-8993.

- PIRES, V. F.; SILVA, J. F. Hybrid cascade multilevel inverter using a single DC source for open-end winding induction motors. In: *2012 IEEE International Conference on Industrial Technology*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 966–970.
- PLUNKETT, A. B. Direct flux and torque regulation in a PWM inverter-induction motor drive. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-13, n. 2, p. 139–146, March 1977. ISSN 0093-9994.
- POLLACK, J. J. Advanced pulsewidth modulated inverter techniques. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-8, n. 2, p. 145–154, March 1972. ISSN 0093-9994.
- QI, W. et al. A single-phase three-level flying-capacitor PFC rectifier without electrolytic capacitors. *IEEE Transactions on Power Electronics*, p. 1–1, 2018. ISSN 0885-8993.
- QUINN, C. A.; MOHAN, N. Active filtering of harmonic currents in three-phase, four-wire systems with three-phase and single-phase nonlinear loads. In: *[Proceedings] APEC '92 Seventh Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition*. [S.l.: s.n.], 1992. p. 829–836.
- RAJEEVAN, P. P.; GOPAKUMAR, K. A hybrid five-level inverter with common-mode voltage elimination having single voltage source for IM drive applications. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 48, n. 6, p. 2037–2047, Nov 2012. ISSN 0093-9994.
- RAJEEVAN, P. P. et al. A nine-level inverter topology for medium-voltage induction motor drive with open-end stator winding. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 60, n. 9, p. 3627–3636, Sept 2013. ISSN 0278-0046.
- RAZANI, R.; RAVANJI, M. H.; PARNIANI, M. An enhanced hybrid modular multilevel converter for improved performance. *IEEE Transactions on Power Electronics*, p. 1–1, 2018. ISSN 0885-8993.
- REICH, H. J. The relaxation inverter. *Electrical Engineering*, v. 52, n. 12, p. 817–822, Dec 1933. ISSN 0095-9197.
- RODRIGUEZ, J. et al. A survey on neutral-point-clamped inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 57, n. 7, p. 2219–2230, July 2010. ISSN 0278-0046.
- RODRIGUEZ, J. et al. Multilevel voltage-source-converter topologies for industrial medium-voltage drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 54, n. 6, p. 2930–2945, Dec 2007. ISSN 0278-0046.
- RODRIGUEZ, J.; LAI, J.-S.; PENG, F. Z. Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 49, n. 4, p. 724–738, Aug 2002. ISSN 0278-0046.
- ROSHANKUMAR, P. et al. A five-level inverter topology with single-DC supply by cascading a flying capacitor inverter and an h-bridge. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 27, n. 8, p. 3505–3512, Aug 2012. ISSN 0885-8993.
- ROTELLA, M. et al. PWM method to eliminate power sources in a nonredundant 27-level inverter for machine drive applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 1, p. 194–201, Jan 2009. ISSN 0278-0046.

- RYAN, M. J.; DONCKER, R. W. D.; LORENZ, R. D. Decoupled control of a 4-leg inverter via a new $4/3\pi$ times/4 transformation matrix. In: *30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Record. (Cat. No.99CH36321)*. [S.l.: s.n.], 1999. v. 1, p. 187–192 vol.1. ISSN 0275-9306.
- SADIGH, A. K. et al. Double flying capacitor multicell converter based on modified phase-shifted pulsewidth modulation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 25, n. 6, p. 1517–1526, June 2010. ISSN 0885-8993.
- SALAZAR, L. S.; ZAPATA, F. H.; WIECHMANN, E. F. Analysis, design and experimental evaluation of a four-pole PWM rectifier using space vector modulation. In: *PESC97. Record 28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Formerly Power Conditioning Specialists Conference 1970-71. Power Processing and Electronic Specialists Conference 1972*. [S.l.: s.n.], 1997. v. 1, p. 484–490 vol.1. ISSN 0275-9306.
- SALEM, A. et al. Evaluation of a dual-T-type converter supplying an open-end winding induction machine. In: *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 749–754. ISSN 1553-572X.
- SANTOS FILHO, R. M. et al. Comparison of three single-phase PLL algorithms for UPS applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 55, n. 8, p. 2923–2932, Aug 2008. ISSN 0278-0046.
- SANTOS JÚNIOR, E. C. dos. Series-voltage-action converter. *IET Power Electronics*, v. 5, n. 7, p. 1127–1136, August 2012. ISSN 1755-4535.
- SANTOS, W. R. N. et al. New single-phase universal active power filter topology with UPS features and reduced number of components. In: *2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–8.
- SCHOOR, G. V.; WYK, J. D. V. A study of a system of current fed converters as an active three phase filter. In: *1987 IEEE Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.: s.n.], 1987. p. 482–490. ISSN 0275-9306.
- SEKHAR, K. R.; SRINIVAS, S. Discontinuous decoupled pwms for reduced current ripple in a dual two-level inverter fed open-end winding induction motor drive. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 5, p. 2493–2502, May 2013. ISSN 0885-8993.
- SEPAHVAND, H.; LIAO, J.; FERDOWSI, M. Investigation on capacitor voltage regulation in cascaded h-bridge multilevel converters with fundamental frequency switching. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 58, n. 11, p. 5102–5111, Nov 2011. ISSN 0278-0046.
- SEPAHVAND, H. et al. Capacitor voltage regulation in single-DC-source cascaded h-bridge multilevel converters using phase-shift modulation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 60, n. 9, p. 3619–3626, Sept 2013. ISSN 0278-0046.
- SHUKLA, A.; GHOSH, A.; JOSHI, A. Improved multilevel hysteresis current regulation and capacitor voltage balancing schemes for flying capacitor multilevel inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 23, n. 2, p. 518–529, March 2008. ISSN 0885-8993.

- SHUKLA, A.; GHOSH, A.; JOSHI, A. Natural balancing of flying capacitor voltages in multicell inverter under PD carrier-based PWM. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 26, n. 6, p. 1682–1693, June 2011. ISSN 0885-8993.
- SILVA, E. R. C. da; SANTOS JÚNIOR, E. C. dos; JACOBINA, C. B. Pulsewidth modulation strategies. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, v. 5, n. 2, p. 37–45, June 2011. ISSN 1932-4529.
- SINGH, B. et al. A review of three-phase improved power quality AC-DC converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 51, n. 3, p. 641–660, June 2004. ISSN 0278-0046.
- 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*, v. 26, n. 1, p. 165–175, Jan 2011. ISSN 0885-8993.
- SOEIRO, T. B.; KOLAR, J. W. Analysis of high-efficiency three-phase two- and three-level unidirectional hybrid rectifiers. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 60, n. 9, p. 3589–3601, Sept 2013. ISSN 0278-0046.
- SOMASEKHAR, V. T. et al. A multilevel inverter system for an induction motor with open-end windings. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 52, n. 3, p. 824–836, June 2005. ISSN 0278-0046.
- SONG, S. G.; KANG, F. S.; PARK, S. Cascaded multilevel inverter employing three-phase transformers and single DC input. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 6, p. 2005–2014, June 2009. ISSN 0278-0046.
- STEMMLER, H.; GUGGENBACH, P. Configurations of high-power voltage source inverter drives. In: *1993 Fifth European Conference on Power Electronics and Applications*. [S.l.: s.n.], 1993. p. 7–14 vol.5.
- TAN, K. T. et al. Control and operation of a DC grid-based wind power generation system in a microgrid. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 31, n. 2, p. 496–505, June 2016. ISSN 0885-8969.
- TAN, L. et al. A space virtual-vector modulation with voltage balance control for nested neutral-point clamped converter under low output frequency conditions. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 32, n. 5, p. 3458–3466, May 2017. ISSN 0885-8993.
- TEWARI, S.; MOHAN, N. Matrix converter based open-end winding drives with common-mode elimination: Topologies, analysis, and comparison. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 33, n. 10, p. 8578–8595, Oct 2018. ISSN 0885-8993.
- THIYAGARAJAH, K.; RANGANATHAN, V. T.; IYENGAR, B. S. R. A high switching frequency IGBT PWM rectifier/inverter system for AC motor drives operating from single phase supply. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 6, n. 4, p. 576–584, Oct 1991. ISSN 0885-8993.
- TOLBERT, L. M.; PENG, F. Z.; HABETLER, T. G. Multilevel inverters for electric vehicle applications. In: *Power Electronics in Transportation (Cat. No.98TH8349)*. [S.l.: s.n.], 1998. p. 79–84.

- TOLBERT, L. M.; PENG, F. Z.; HABETLER, T. G. Multilevel converters for large electric drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 35, n. 1, p. 36–44, Jan 1999. ISSN 0093-9994.
- TOMPKINS, F. N. The parallel type of inverter. *Electrical Engineering*, v. 52, n. 4, p. 253–256, April 1933. ISSN 0095-9197.
- TRZYNADLOWSKI, A. M. Non-sinusoidal modulating functions for three-phase inverters. In: *Power Electronics Specialists Conference, 1988. PESC '88 Record., 19th Annual IEEE*. [S.l.: s.n.], 1988. p. 477–484 vol.1.
- TSANG, K.; CHAN, W. Single DC source three-phase multilevel inverter using reduced number of switches. *IET Power Electronics*, v. 7, n. 4, p. 775–783, April 2014. ISSN 1755-4535.
- UEDA, A. et al. GTO inverter for AC traction drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-19, n. 3, p. 343–348, May 1983. ISSN 0093-9994.
- VAZQUEZ, S. et al. DC-voltage-ratio control strategy for multilevel cascaded converters fed with a single DC source. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 7, p. 2513–2521, July 2009. ISSN 0278-0046.
- VEENSTRA, M.; RUFER, A. Control of a hybrid asymmetric multilevel inverter for competitive medium-voltage industrial drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 41, n. 2, p. 655–664, March 2005. ISSN 0093-9994.
- VODYAKHO, O.; MI, C. C. Three-level inverter-based shunt active power filter in three-phase three-wire and four-wire systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 24, n. 5, p. 1350–1363, May 2009. ISSN 0885-8993.
- VUTZ, N. PWM inverter induction motor transit car drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-8, n. 1, p. 89–91, Jan 1972. ISSN 0093-9994.
- WAGNER, C. F.; LUDWIG, L. R. The "ignitron" type of inverter. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, v. 53, n. 10, p. 1384–1388, Oct 1934. ISSN 0096-3860.
- WANG, G. et al. A review of power electronics for grid connection of utility-scale battery energy storage systems. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, v. 7, n. 4, p. 1778–1790, Oct 2016. ISSN 1949-3029.
- WANG, H.; BLAABJERG, F. Reliability of capacitors for DC-link applications in power electronic converters - an overview. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 50, n. 5, p. 3569–3578, Sept 2014. ISSN 0093-9994.
- WANG, Y. et al. Open-winding power conversion systems fed by half-controlled converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 5, p. 2427–2436, May 2013. ISSN 0885-8993.
- WANG, Y. et al. Pulsewidth-modulated dual-half-controlled converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 2, p. 959–969, Feb 2013. ISSN 0885-8993.

- 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, 2005*. [S.l.: s.n.], 2005. p. 591–594. ISSN 0840-7789.
- WEN, J.; SMEDLEY, K. M. Synthesis of multilevel converters based on single- and/or three-phase converter building blocks. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 23, n. 3, p. 1247–1256, May 2008. ISSN 0885-8993.
- WILKINSON, R. H.; MEYNARD, T. A.; MOUTON, H. du T. Natural balance of multicell converters: The general case. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 21, n. 6, p. 1658–1666, Nov 2006. ISSN 0885-8993.
- WONG, M.-C. et al. Three-dimensional pulse-width modulation technique in three-level power inverters for three-phase four-wired system. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 16, n. 3, p. 418–427, May 2001. ISSN 0885-8993.
- WU, C. M.; LAU, W. H.; CHUNG, H. A five-level neutral-point-clamped h-bridge PWM inverter with superior harmonics suppression: a theoretical analysis. In: *ISCAS'99. Proceedings of the 1999 IEEE International Symposium on Circuits and Systems VLSI (Cat. No.99CH36349)*. [S.l.: s.n.], 1999. v. 5, p. 198–201 vol.5.
- XIAO, B. et al. Modular cascaded h-bridge multilevel PV inverter with distributed MPPT for grid-connected applications. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 51, n. 2, p. 1722–1731, March 2015. ISSN 0093-9994.
- XIAO, H. et al. An optimized transformerless photovoltaic grid-connected inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 58, n. 5, p. 1887–1895, May 2011. ISSN 0278-0046.
- YACOUBI, L. et al. A DSP-based implementation of a nonlinear model reference adaptive control for a three-phase three-level NPC boost rectifier prototype. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 20, n. 5, p. 1084–1092, Sept 2005. ISSN 0885-8993.
- YUAN, X. A non-regenerative five-level rectifier. In: *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 5392–5398. ISSN 2329-3721.
- YUAN, X. Three-level non-regenerative rectifiers with reduced number of devices for aerospace applications. In: *2014 16th European Conference on Power Electronics and Applications*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–10.
- YUANG, X.; STEMMLER, H.; BARBI, I. Self-balancing of the clamping-capacitor-voltages in the multilevel capacitor-clamping-inverter under sub-harmonic PWM modulation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 16, n. 2, p. 256–263, March 2001. ISSN 0885-8993.
- ZHANG, L. et al. A family of neutral point clamped full-bridge topologies for transformerless photovoltaic grid-tied inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 2, p. 730–739, Feb 2013. ISSN 0885-8993.
- ZHANG, R.; LEE, F. C.; BOROYEVICH, D. Four-legged three-phase PFC rectifier with fault tolerant capability. In: *2000 IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference. Conference Proceedings (Cat. No.00CH37018)*. [S.l.: s.n.], 2000. v. 1, p. 359–364 vol.1. ISSN 0275-9306.

ZHANG, R. et al. Three-dimensional space vector modulation for four-leg voltage-source converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 17, n. 3, p. 314–326, May 2002. ISSN 0885-8993.

ZHAO, Y.; LI, Y.; LIPO, T. A. Force commutated three level boost type rectifier. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 31, n. 1, p. 155–161, January 1995. ISSN 0093-9994.