

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

Inversores Multiníveis em Cascata Usando Reduzido Número de Fontes CC Isoladas

Filipe Antônio da Costa Bahia

Campina Grande, Brasil

11 de abril de 2019

Inversores Multiníveis em Cascata Usando Reduzido Número de Fontes CC Isoladas

Filipe Antônio da Costa Bahia

Tese de Doutorado apresentada à Coordenação dos Cursos de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande - Campus I, como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento de Energia

Cursino Brandão Jacobina, Dr.Ing.

Orientador

Nady Rocha, Dsc.

Orientador

Campina Grande, Brasil

11 de abril de 2019

B151i Bahia, Filipe Antônio da Costa.
Inversores multiníveis em cascata usando reduzido número de fontes CC isoladas / Filipe Antônio da Costa Bahia. – Campina Grande, 2019.
121 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, Prof.^a Dr.^a Nady Rocha".
Referências.

1. Sistemas em Cascata. 2. Inversores Multiníveis. 3. Transformadores. 4. Conversores. I. Jacobina, Cursino Brandão. II. Rocha, Nady. Título.

CDU 621.314(043)

"INVERSORES MULTINÍVEIS EM CASCATA USANDO REDUZIDO NÚMERO DE FONTES CC ISOLADAS"

FILIPE ANTÔNIO DA COSTA BAHIA

TESE APROVADA EM 25/03/2019



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



NADY ROCHA, D.Sc., UFPB
Orientador(a)

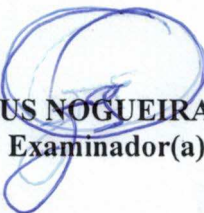


ISAAC SOARES DE FREITAS, D.Sc., UFPB
Examinador(a)

FERNANDO LUIZ MARCELO ANTUNES, Ph.D, UFC
Examinador(a)



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



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

CAMPINA GRANDE - PB

Este trabalho é dedicado a Deus.

Agradecimentos

Agradeço, primeiramente, a Deus pelo Seu amor e presença na minha vida. Minha saúde, força de vontade e bênçãos se devem a Ele.

À minha família pelo apoio e dedicação incondicional e pelos conselhos que me permitiram terminar esta etapa da minha vida.

Ao Professor Cursino Brandão Jacobina pela oportunidade, orientação e ensinamentos que permitiram a realização deste trabalho. Ao professor e amigo Nady Rocha pela paciência, ajuda, ensinamentos essenciais. Ao professor Fabiano Salvadori pelas oportunidades e pela confiança.

Aos meus amigos de laboratório, Amanda, Bruna, Ivan e Reuben, pela ajuda que me deram no decorrer do meu trabalho e também pela amizade.

Agradeço também a Jeane, Stefânia e Jamile pelos momentos de descontração e pelos conselhos durante esta jornada.

*Muitos são os planos no coração do homem, mas o que prevalece é o propósito do
Senhor.
(Provérbios 19:21)*

Resumo

Este trabalho está centrado no estudo de conversores CC-CA multiníveis capazes de produzir um elevado número de níveis de saída utilizando um reduzido número de fontes CC isolados e, de modo geral, número de componentes. Neste âmbito, três topologias baseadas no conversor com ponto neutro grampeado (*Neutral-Point Clamped* - NPC) que empregam uma única fonte CC isolada e outras duas estruturas baseadas no conversor multinível modular em cascata (*Modular Multilevel Cascaded Converter* - MMCC) são propostas. Os sistemas baseados no conversor NPC consistem de inversores multiníveis com transformadores em cascata acoplados somente a braços NPC de três níveis ou associados a braços NPC de três níveis e braços dois níveis, das quais um é compartilhada entre os transformadores. Estas configurações são analisadas considerando dois cenários transformadores, um simétrico e outro assimétrico. Os sistemas baseados no MMCC consistem em inversores multiníveis assimétricos em cascata, onde cada fase é composta de uma ponte-H de três níveis e uma ponte-H de nove níveis conectadas em série. As pontes-H de nove níveis são construídas a partir do MMCC, enquanto as pontes-H de três níveis são operadas de maneiras, usando fonte CC e usando capacitor flutuante. Estas configurações são investigadas usando as relações de tensão CC assimétricas de 1:8 e 1:12 entre as pontes-H. Para cada uma dessas topologias, uma análise de operação do conversor e as equações das tensões descrevendo o modelo do sistema são apresentados. A partir da análise das combinações possíveis de estados das chaves, as estratégias de modulação também são desenvolvidas. Além disso, são utilizados para comparação e avaliação do desempenho das topologias investigadas os seguintes critérios principais: o número de componentes e níveis; potência nominal dos transformadores; tensão, corrente e frequência nominal das chaves de potência, distorção harmônica total (*Total Harmonic Distortion* - THD); perdas nos dispositivos semicondutores e nos transformadores; e tensão de modo comum. Por fim, os resultados de simulação e experimentais são apresentados e discutidos para a validação das topologias estudadas.

Palavras-chave: Sistemas em cascata, inversores multiníveis, transformadores, conversor com ponto neutro grampeado, conversor multinível modular em cascata, modulação por largura de pulso.

Abstract

This work is focused on the study of multilevel CC-CA converters capable of producing a high number of output levels using a small number of isolated DC sources and, in general, number of components. In this context, three topologies based on the Neutral-Point Clamped (NPC) converter employing a single isolated DC source and two other structures based on the Modular Multilevel Cascaded Converter (MMCC). Systems based on NPC converter consist of multilevel inverters with cascaded transformers coupled only to three-level NPC legs or associated with three-level NPC legs and two-level legs, where one of them is shared between transformers. These configurations are analyzed considering two scenarios of transformers, one symmetric and another one asymmetric. Systems based on MMCC converter consist of asymmetric cascaded multilevel inverters, where each phase is composed of a three-level H-bridge and a nine-level H-bridge connected in series. The nine-level H-bridges are constructed from the MMCC, while the three-level H-bridges are operated in two ways, or using DC source and or using floating capacitor. These configurations are investigated using the asymmetric DC voltage ratios of 1:8 and 1:12 between the H-bridges. For one of these topologies, an operation analysis of the converter and the stress equations that describe the system model are presented. From the analysis of possible combinations of switching states, modulation strategies are also developed. In addition, are used to compare and evaluate the performance of the topologies investigated the following main criteria: number of components and levels; nominal power of the transformers; voltage, current and rated frequency of the power switches, total harmonic distortion (THD); losses in semiconductor devices and transformers; and common mode voltage. Finally, the simulation and experimental results are presented and discussed for the validation of the topologies studied.

Key-words: Cascaded systems, multilevel inverters, transformers, Neutral-Point Clamped converter, Cascade Modular Multilevel Converter, pulse width modulation.

Sumário

1	INTRODUÇÃO GERAL	1
1.1	Apresentação do Tema	1
1.2	Objetivos e Motivação	2
1.3	Revisão Bibliográfica	3
1.4	Contribuições do Trabalho	9
1.5	Publicações	13
2	TRANSFORMADORES CONECTADAS EM SÉRIE ACOPLADOS A BRAÇOS DE TRÊS NÍVEIS	14
2.1	Introdução	14
2.2	Topologias Propostas	15
2.3	Tensões do Conversor	15
2.3.1	Configuração N1	18
2.3.2	Configuração N2	18
2.3.3	Configuração N3	19
2.4	Correntes do Conversor	19
2.5	Relações de Espiras dos Transformadores	20
2.5.1	Cenário Simétrico	20
2.5.2	Cenário Assimétrico	22
2.5.2.1	Configuração N1	23
2.5.2.2	Configuração N2	24
2.5.2.3	Configuração N3	24
2.6	Técnica de Modulação	26
2.6.1	Cenário Simétrico	30
2.6.2	Cenário Assimétrico	34
2.6.2.1	Configuração N1	34
2.6.2.2	Configuração N2	35
2.6.2.3	Configuração N3	35
2.7	Resultados de Simulação	39
2.7.1	Cenário Simétrico	40
2.7.2	Cenário Assimétrico	44
2.7.2.1	Configuração N1	44
2.7.2.2	Configuração N2	45
2.7.2.3	Configuração N3	45
2.8	Comparações Topológicas	49

2.8.1	Número de Níveis e Componentes	49
2.8.2	Potência Nominal dos Transformadores	52
2.8.3	Tensão Nominal, Corrente Nominal e Frequência Máxima das Chaves	53
2.8.4	Distorção Harmônica	55
2.8.5	Perdas nos Dispositivos Semicondutores e nos Transformadores	56
2.9	Resultados Experimentais	58
2.9.1	Cenário Simétrico	59
2.9.2	Cenário Assimétrico	61
2.9.2.1	Configuração N1	61
2.9.2.2	Configuração N2	61
2.9.2.3	Configuração N3	62
2.10	Conclusões	66
3	PONTES-H DE NOVE E TRÊS NÍVEIS CONECTADAS EM SÉRIE	69
3.1	Introdução	69
3.2	Topologias Propostas	70
3.3	Modelo do Braço DSCC	70
3.4	Tensões do Conversor	73
3.4.1	Relação de 1 : 8	76
3.4.2	Relação de 1 : 12	77
3.5	Técnica de Modulação	79
3.5.1	Relação de 1 : 8	80
3.5.1.1	Operação com fonte CC	80
3.5.1.2	Operação com FC	82
3.5.2	Relação de 1 : 12	84
3.6	Controle de Balanceamento de Tensão do Braço DSCC	86
3.7	Resultados de Simulação	86
3.7.1	Relação de 1 : 8	87
3.7.1.1	Operação com fonte CC	87
3.7.1.2	Operação com FC	88
3.7.2	Relação de 1 : 12	93
3.8	Comparações Topológicas	96
3.8.1	Número de Níveis, Componentes e Tensão Nominal	96
3.8.2	Degrau de Tensão	98
3.8.3	Distorção Harmônica	99
3.8.4	Tensão de Modo Comum	100
3.8.5	Perdas nos Dispositivos Semicondutores	101
3.9	Resultados Experimentais	102
3.9.0.1	Operação com fonte CC	102
3.9.0.2	Operação com FC	103

3.10	Conclusões	108
4	CONCLUSÕES GERAIS E TRABALHOS FUTUROS	110
4.1	Conclusões Gerais	110
4.2	Trabalhos Futuros	113
	REFERÊNCIAS	115

Lista de ilustrações

Figura 1.1 – Inversor genérico com vários níveis de tensão de saída.	2
Figura 1.2 – CTMI convencional acoplados a pontes-H para sistemas de conversão fotovoltaicos.	5
Figura 1.3 – CTMIs convencionais com braços compartilhados. (a) Com somente um braço é compartilhado entre todos os transformadores. (b) Com $k - 1$ braços compartilhados, onde um braço é compartilhado a cada dois transformadores.	6
Figura 1.4 – Inversores multiníveis em cascata baseadas em NPC. (a) Ponte-H homogênea de cinco níveis em cascata com ponte-H de três níveis. (b) Ponte-H híbrida de cinco níveis em cascata com ponte-H de três níveis.	7
Figura 1.5 – Sistema de acionamento de motor OEW baseado em duas pontes-H de três níveis em cascata.	8
Figura 1.6 – MMCC baseada na configuração de dupla-estrela constituída por SMs de meia ponte.	9
Figura 1.7 – Configuração baseada no MMCC para acionamentos de motor com OEW.	10
Figura 1.8 – MMCC trifásico cascadeado com pontes-H de três níveis.	10
Figura 1.9 – Inversores multiníveis com transformadores em cascata propostos. (a) Estrutura monofásica. (b) Estrutura trifásica.	11
Figura 1.10 – Inversores multiníveis assimétricos em cascata propostos para sistemas de acionamentos de motores com OEW.	13
Figura 2.1 – CTMIs convencionais. (a) Convencional C1. (b) Convencional C2.	14
Figura 2.2 – CTMI proposto - Configuração N1 (a) Com $k = 2$ transformadores. (b) Com k transformadores.	16
Figura 2.3 – CTMI proposto - Configuração N2 (a) Com $k = 2$ transformadores. (b) Com k transformadores.	16
Figura 2.4 – CTMI proposto - Configuração N3 (a) Com $k = 2$ transformadores. (b) Com k transformadores.	16
Figura 2.5 – Espaços de modulação unidimensional, onde são apresentadas as regiões de v_l^* e os estados das chaves utilizados para calcular d_{jx} para o cenário simétrico e com $k = 2$ transformadores (a) Configuração N1. (b) Configuração N2. (c) Configuração N3.	28
Figura 2.6 – Espaços de modulação unidimensional, onde são apresentadas as regiões de v_l^* e os estados das chaves utilizados para calcular d_{jx} para o cenário assimétrico e com $k = 2$ transformadores (a) Configuração N1. (b) Configuração N2. (c) Configuração N3.	29

Figura 2.7 – Formas de onda das razões cíclicas d_{jx} para as configurações propostas com $k = 2$ transformadores e operando no cenário simétrica.	33
Figura 2.8 – Modelo dos transformadores.	39
Figura 2.9 – Resultados de simulação para o cenário simétrico - Configuração N1 com $k = 2$ transformadores. (a) Tensão de saída v_l , Corrente de saída i_l , Tensões dos capacitores V_{c1} e V_{c2} . (b) Tensões dos transformadores v_1 e v_2 . (c) Tensões de polo v_{10} , v_{20} e v_{30}	41
Figura 2.10–Resultados de simulação para o cenário simétrico - Configuração N2 com $k = 2$ transformadores. (a) Tensão de saída v_l , Corrente de saída i_l , Tensões dos capacitores V_{c1} e V_{c2} . (b) Tensões dos transformadores v_1 e v_2 . (c) Tensões de polo v_{10} , v_{20} e v_{30}	42
Figura 2.11–Resultados de simulação para o cenário simétrico - Configuração N3 com $k = 2$ transformadores. (a) Tensão de saída v_l , Corrente de saída i_l , Tensões dos capacitores V_{c1} e V_{c2} . (b) Tensões dos transformadores v_1 e v_2 . (c) Tensões de polo v_{10} , v_{20} e v_{30}	43
Figura 2.12–Resultados de simulação para o cenário assimétrico - Configuração N1 com $k = 2$ transformadores. (a) Tensão de saída v_l , Corrente de saída i_l , Tensões dos capacitores V_{c1} e V_{c2} . (b) Tensões dos transformadores v_1 e v_2 . (c) Tensões de polo v_{10} , v_{20} e v_{30}	46
Figura 2.13–Resultados de simulação para o cenário assimétrico - Configuração N2 com $k = 2$ transformadores. (a) Tensão de saída v_l , Corrente de saída i_l , Tensões dos capacitores V_{c1} e V_{c2} . (b) Tensões dos transformadores v_1 e v_2 . (c) Tensões de polo v_{10} , v_{20} e v_{30}	47
Figura 2.14–Resultados de simulação para o cenário assimétrico - Configuração N3 com $k = 2$ transformadores. (a) Tensão de saída v_l , Corrente de saída i_l , Tensões dos capacitores V_{c1} e V_{c2} . (b) Tensões dos transformadores v_1 e v_2 . (c) Tensões de polo v_{10} , v_{20} e v_{30}	48
Figura 2.15–Níveis N_l gerados de acordo com o número de transformadores para as topologias propostas e convencionais. (a) Cenário simétrico. (b) Cenário assimétrico.	50
Figura 2.16–Relação de níveis por chave em função do número de transformadores para as topologias propostas e convencionais. (a) Cenário simétrico. (b) Cenário assimétrico.	51
Figura 2.17–Resultados experimentais para o cenário simétrico - Configuração N1 com $k = 2$ transformadores. (a) Tensão de saída v_l , Corrente de saída i_l , Tensões dos capacitores V_{c1} e V_{c2} . (b) Tensões dos transformadores v_1 e v_2 . (c) Tensões de polo v_{10} , v_{20} e v_{30}	60

Figura 2.18—Resultados experimentais para o cenário assimétrico - Configuração N1 com $k = 2$ transformadores. (a) Tensão de saída v_l , Corrente de saída i_l , Tensões dos capacitores V_{c1} e V_{c2} . (b) Tensões dos transformadores v_1 e v_2 . (c) Tensões de polo v_{10} , v_{20} e v_{30}	63
Figura 2.19—Resultados experimentais para o cenário assimétrico - Configuração N2 com $k = 2$ transformadores. (a) Tensão de saída v_l , Corrente de saída i_l , Tensões dos capacitores V_{c1} e V_{c2} . (b) Tensões dos transformadores v_1 e v_2 . (c) Tensões de polo v_{10} , v_{20} e v_{30}	64
Figura 2.20—Resultados experimentais para o cenário assimétrico - Configuração N3 com $k = 2$ transformadores. (a) Tensão de saída v_l , Corrente de saída i_l , Tensões dos capacitores V_{c1} e V_{c2} . (b) Tensões dos transformadores v_1 e v_2 . (c) Tensões de polo v_{10} , v_{20} e v_{30}	65
Figura 3.1 – Configuração baseada no MMCC para acionamentos de motor com OEW - Convencional C3.	69
Figura 3.2 – Inversores multiníveis assimétricos em cascata propostos. (a) Configuração M1. (b) Configuração M2.	71
Figura 3.3 – Circuito do braço DSCC de cinco níveis.	72
Figura 3.4 – Diagramas esquemáticos para as estratégias de modulação das topologias propostas. (a) Operando com a relação de 1:8. (b) Operando com a relação de 1:12.	80
Figura 3.5 – Controle do balanceamento de tensão do braço DSCC	87
Figura 3.6 – Resultados de simulação para operação com fonte CC - Configuração M1 com a relação de 1:8. (a) Tensão de fase v_l e corrente de fase i_l . (b) Tensões das células v_a e v_b . (c) Tensões de capacitores nos SMs $v_{C_{xji}}$	89
Figura 3.7 – Resultados de simulação para operação com fonte CC - Configuração M2 com a relação de 1:8. (a) Tensão de fase v_l e corrente de fase i_l . (b) Tensões das células v_a e v_b . (c) Tensões de capacitores nos SMs $v_{C_{xji}}$	90
Figura 3.8 – Resultados de simulação para operação com FC - Configuração M1 com a relação de 1:8. (a) Tensão de fase v_l e corrente de fase i_l . (b) Tensões das células v_a e v_b . (c) Tensões de capacitores nos SMs $v_{C_{xji}}$. (d) Tensão do capacitor C_b na célula B v_{C_b}	91
Figura 3.9 – Resultados de simulação para operação com FC - Configuração M2 com a relação de 1:8. (a) Tensão de fase v_l e corrente de fase i_l . (b) Tensões das células v_a e v_b . (c) Tensões de capacitores nos SMs $v_{C_{xji}}$. (d) Tensão do capacitor C_b na célula B v_{C_b}	92
Figura 3.10—Resultados de simulação para operação com fonte CC - Configuração M1 com a relação de 1:12. (a) Tensão de fase v_l e corrente de fase i_l . (b) Tensões das células v_a e v_b . (c) Tensões de capacitores nos SMs $v_{C_{xji}}$	94

Figura 3.11–Resultados de simulação para operação com fonte CC - Configuração M2 com a relação de 1:12. (a) Tensão de fase v_l e corrente de fase i_l . (b) Tensões das células v_a e v_b . (c) Tensões de capacitores nos SMs $v_{C_{xj}}$.	95
Figura 3.12–Protótipo utilizado nos resultados experimentais.	103
Figura 3.13–Resultados experimentais para operação com fonte CC - Configuração M1 com a relação de 1:8. (a) Tensão de fase v_l , corrente de fase i_l , tensões das células v_a e v_b . (b) Tensões de capacitores nos SMs $v_{C_{xj}}$.	104
Figura 3.14–Resultados experimentais para operação com fonte CC - Configuração M1 com a relação de 1:8. (a) Tensão de fase v_l , corrente de fase i_l , tensões das células v_a e v_b . (b) Tensões de capacitores nos SMs $v_{C_{xj}}$.	105
Figura 3.15–Resultados experimentais para operação com FC - Configuração M1 com a relação de 1:8. (a) Tensão de fase v_l , corrente de fase i_l , tensões das células v_a e v_b . (b) Tensões de capacitores nos SMs $v_{C_{xj}}$. (c) Tensão da fonte CC na célula A V_{a0} e tensão do capacitor C_b na célula B v_{C_b} .	106
Figura 3.16–Resultados experimentais para operação com FC - Configuração M2 com a relação de 1:8. (a) Tensão de fase v_l , corrente de fase i_l , tensões das células v_a e v_b . (b) Tensões de capacitores nos SMs $v_{C_{xj}}$, tensão da fonte CC na célula A V_{a0} e tensão do capacitor C_b na célula B v_{C_b} .	107

Lista de tabelas

Tabela 2.1 – Estados das chaves e seus respectivos níveis para a configuração N1 com $k = 2$ transformadores simétricos.	21
Tabela 2.2 – Estados das chaves e seus respectivos níveis para a configuração N2 com $k = 2$ transformadores simétricos.	22
Tabela 2.3 – Estados das chaves e seus respectivos níveis para a configuração N3 com $k = 2$ transformadores simétricos.	22
Tabela 2.4 – Estados das chaves e seus respectivos níveis para a configuração N1 com $k = 2$ transformadores assimétricos.	25
Tabela 2.5 – Estados das chaves e seus respectivos níveis para a configuração N2 com $k = 2$ transformadores assimétricos.	26
Tabela 2.6 – Estados das chaves e seus respectivos níveis para a configuração N3 com $k = 2$ transformadores assimétricos.	27
Tabela 2.7 – Razões cíclicas d_{jx} das configurações N1, N2 e N3 com $k = 2$ transformadores simétricos para as oito regiões de v_l	32
Tabela 2.8 – Razões cíclicas d_{jx} e fase das portadoras θ_{jx} da configuração N1 com $k = 2$ transformadores assimétricos para 16 regiões de v_l^*	36
Tabela 2.9 – Razões cíclicas d_{jx} e fase das portadoras θ_{jx} da configuração N2 com $k = 2$ transformadores assimétricos para 16 regiões de v_l^*	37
Tabela 2.10–Razões cíclicas d_{jx} e fase das portadoras θ_{jx} da configuração N3 com $k = 2$ transformadores assimétricos para 10 regiões de v_l^*	38
Tabela 2.11–Relação de espiras dos Transformadores para cada topologia proposta.	39
Tabela 2.12–Parâmetros dos transformadores.	39
Tabela 2.13–Número de transformadores, níveis N_l , chaves de potência para topologias propostas e convencionais.	49
Tabela 2.14–Potência aparente nominal para os transformadores das topologias propostas e convencionais.	53
Tabela 2.15–Tensão nominal para as chaves de potência em cada braço das topologias propostas e convencionais.	54
Tabela 2.16–Corrente nominal para as chaves de potência em cada braço das topologias propostas e convencionais.	54
Tabela 2.17–Frequência máxima de chaveamento para as chaves de potência em cada braço das topologias propostas e convencionais.	54
Tabela 2.18–THD em função do índice de modulação m_a para topologias propostas e convencionais.	56
Tabela 2.19–Perdas de potência do conversor avaliadas com a frequência de chaveamento f_s constante para topologias propostas e convencionais.	57

Tabela 2.20–Perdas de potência do conversor avaliadas com a THD constante para topologias propostas e convencionais.	58
Tabela 3.1 – Tensões de polo dos braços DSCC e 2L em função dos estados de comutação.	74
Tabela 3.2 – Tensões da célula A para as configurações M1 e M2.	75
Tabela 3.3 – Tensões da célula B e estados de carga do capacitor C_b em função dos estados de chaveamento e da corrente de fase i_l	75
Tabela 3.4 – Tensões de saída dos conversores propostos com a relação de 1:8 e seus correspondentes estados de carregamento do capacitor C_b em função da corrente de fase i_l	77
Tabela 3.5 – Tensões de saída dos conversores propostos com a relação de 1:12.	78
Tabela 3.6 – Tensões de referências das células A e B que geram 19 níveis e carregam C_b quando $i_l \geq 0$ (Relação de 1:8).	81
Tabela 3.7 – Tensões de polo de referência v_{jpa0}^* para célula A.	82
Tabela 3.8 – Tensões de polo de referência v_{jtb0}^* para células B (Relação de 1:8)	82
Tabela 3.9 – Fases das portadoras de cada perna (θ_{jpk}) que geram 19 níveis e carregam C_b quando $i_l \geq 0$ (Relação de 1:8).	82
Tabela 3.10–Tensões de referência das células A e B que descarregam C_b quando $i_l \geq 0$ (Relação de 1:8).	83
Tabela 3.11–Fase das portadoras de cada perna (θ_{jpk}) que descarregam C_b quando $i_l \geq 0$ (Relação de 1:8).	83
Tabela 3.12–Tensões de referência das células A e B (Relação de 1:12).	85
Tabela 3.13–Tensões de polo de referência v_{jtb0}^* para células B (Relação de 1:12)	86
Tabela 3.14–Fase das portadoras de cada perna (θ_{jpk}) (Relação de 1:12).	86
Tabela 3.15–Parâmetros do circuito para as configurações M1 e M2.	87
Tabela 3.16–Número de níveis, IGBTs, <i>drivers</i> , capacitores e fontes CC para as topologias propostas e convencional C3.	96
Tabela 3.17–Tensão nominal dos IGBTs e capacitores para as topologias propostas e convencional C3.	97
Tabela 3.18–Diferença de tensão entre os níveis adjacentes da tensão de fase (v_l) sintetizados pelas topologias proposta e convencional C3.	99
Tabela 3.19–THD em função do índice de modulação m_a para as topologias proposta e convencional C3.	99
Tabela 3.20–Valores de picos da CMV em função do índice de modulação (m_a) para as configurações propostas e a convencional C3.	100
Tabela 3.21–Degraus Δv_l da tensão de fase (v_l) como uma função de m_a para as configurações propostas e a convencional C3.	101
Tabela 3.22–Perdas nos dispositivos semicondutores para as configurações propostas e a convencional C3.	102

Lista de abreviaturas e siglas

PAF	<i>Power Active Filters</i> (Filtros Ativos de Potência)
DVR	<i>Dynamic Voltage Restorer</i> (Restaurador Dinâmico de Tensão)
NPC	<i>Neutral-Point Clamped</i> (Conversor com Ponto Neutro Grampeado)
MMCC	<i>Modular Multilevel Cascaded Converter</i> (Conversor Multinível Modular em Cascata)
FC	<i>Flying Capacitor</i> (Capacitor Flutuante)
CMI	<i>Cascaded Multilevel Inverters</i> (Inversor Multinível em Cascata)
CM	<i>Cascaded Matrix Converter</i> (Conversor Multinível Modular em Cascata)
ANPC	<i>Active Neutral Point Clamped</i> (Conversor Multinível com Grampeamento Ativo do Neutro)
TCC	<i>Transistor Clamped Converter</i> (Conversor Multinível com Transistor Grampeado)
CTMI	<i>Cascaded Transformer Multilevel Inverters</i> (Conversor Multinível com Transformador em Cascata)
STATCOM	<i>Static Synchronous Compensator</i> (Compensador Síncrono Estáticos)
CC	Corrente Contínua
OEW	<i>Open-End Windings</i> (Sistemas de Acionamentos de Motor com Terminais de Enrolamentos Abertos)
SM	Submódulos
DSCC	<i>Double-Star Chopper Cell</i> (Dupla Estrela de Meia Ponte)
HVDC	<i>High-Voltage Direct-Current</i> (Alta Tensão por Corrente Contínua)
DSP	<i>Digital Signal Processor</i> (Processador de Sinal Digital)
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> (Modulação por Largura de Pulso)
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i> (Distorção Harmônica Total)
PSIM	Software Power Electronics Simulations

IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> (Transistor Bipolar de Porta Isolada)
LSTC	<i>Level Shifted Triangular Carriers</i> (Portadoras Triangulares Deslocadas em Nível)
CMV	Tensão de Modo Comum
CC	Corrente Contínua.

Lista de símbolos

Capítulo 2

$2L$	Referenciado aos braços que geram 2 níveis
$3L$	Referenciado aos braços que geram 3 níveis
T_1, T_2, T_k	Transformadores 1, 2 e k
N_1, N_2, N_3	Configurações propostas
C_1, C_2	Configurações convencionais
v_l	Tensão de saída
C_1, C_2	Capacitores dos barramentos 1 e 2
V_{c1}, V_{c2}	Tensões dos barramentos 1 e 2
V_0	Tensão Total do barramento CC
k	Número de transformadores
$\eta_1, \eta_2, \eta_3 \dots \eta_k$	Relação de espiras dos transformadores 1, 2, 3... k
s	Índice de cada transformador
v_s	Tensão do transformador no lado secundário
$V_{l,max}$	Amplitude máxima da tensão de saída
A_l	Fator de ganho de tensão de saída
η_s	Relação de espiras do transformador
η_{S_s}	Relação de espiras do secundário
η_{P_s}	Relação de espiras do primário
Δv_l	Diferença de tensão entre os níveis adjacentes
N_l	Número de níveis na tensão de saída
v_{j0}	Tensão de polo
j	Índice do braço chaveado

N_s	Número de níveis de v_s
q_{jx}, \bar{q}_{jx}	Estado das chaves
x	a, b ou t
N_{sw}	Número de combinações possíveis
i_j	Corrente de cada braço
i_l	Corrente de saída
H_s	Fator de ganho de relação de espiras do transformador
v_l^*	Tensão de referência
*	Sobrescrito que indica uma variável de referência
ω	Fase da tensão de referência
t	Tempo
V_l	Amplitude da tensão de saída
m_a	Índice de modulação
d_{jx}	Razão cíclica de cada chave
$V_{r,hig}^*, V_{r,low}^*$	Tensões de maior valor e menor valor
θ_{jx}	Fase da portadora
f_{sw}	Frequência de chaveamento
R_l	Resistência da carga
L_l	Indutância da carga
S_l	Potência aparente da carga
FP	Fator de potência da carga
P_{sw}	Perdas por chaveamento
P_{cond}	Perdas por condução
P_{tran}	Perdas no transformador
P_{tot}	Perdas totais
$P_{t,in}$	Potência de entrada dos transformadores
$P_{t,out}$	Potência de saída dos transformadores

Capítulo 3

M_1, M_2	Configurações propostas
C_1, C_2, C_3	Configurações convencionais
V_{a0}, V_{b0}	Tensão do barramento da Ponte-H de nove níveis
V_{b0}	Tensão do barramento da Ponte-H de três níveis
C_b	Capacitor flutuante
$2L$	Braço da topologia que gera dois níveis
v_{xji}	Tensões nos terminais dos SMs
x	Denota o braço positivo (P) ou negativo (N)
j	Denota o braço DSCC (para $j = 1$) ou $2L$ (para $j = 2$)
i	Representa o índice do SM
q_{xji}, \bar{q}_{xji}	Estados de condução das chaves
$v_{C_{xji}}$	Tensões do capacitor
v_{xj}	Tensões das pernas positivas e negativas
i_l	Correntes de fase
i_{Pj}	Correntes das pernas positiva
i_{Nj}	Correntes das pernas negativa
i_{zj}	Correntes de circulação
v_{Pj}	Tensões nas pernas positiva
v_{Nj}	Tensões nas pernas negativa
v_{jda0}	Tensões de polo dos braços DSCC
R_z	Resistência de cada perna indutivas
L_z	Indutância da perna
M_z	Indutância mútua entre as pernas indutivas
v_l	Tensão de fase
v_a	Tensão de saída da célula A

v_b	Tensão de saída da célula B
v_{jtk0}	Tensão de polo dos braços 2L
k	Subscrito que indica a célula A (a) ou célula B (b)
r	Relação de tensão CC
V_0	Tensão CC total que alimenta o conversor
v_k^*	Tensão de referência das células A e B
*	Sobrescrito que indica uma variável de referência
n_{Pj}	Pernas positivas
n_{Nj}	Pernas negativas
Q_{Pji}	Estados das pernas positivas
Q_{Nji}	Estados das pernas negativas
v_{jpk0}^*	Tensões do polo de referência do braço 2L
θ_{jpk0}	Fases das portadoras triangulares
θ_l	Ângulo de fase de v_l^*
V_l	Amplitude de v_l^*
g	Fase de θ_l
PWM_{19+}	Modo PWM que carrega o capacitor
PWM_-	Modo PWM que descarrega o capacitor
Δ_h	Largura de banda de histerese
E_{Cb}	Erro entre a tensão medida e a tensão de referência de C_b
μ_{Cb}	Valor binário que indica carregamento ou descarregamento do capacitor flutuante
i_{xj}	Direção da corrente na perna
n_{xj-old}	Número de SMs ligados no ciclo de controle anterior
Δn_{xj}	Diferença entre o número de SMs ligados atual e anterior
R_l	Resistência da carga

L_l	Indutância da carga
P_l	Potência da carga
f_{2l}	Frequência da portadora para 2L
f_{ls}	Frequência da portadora para LSTCs
f_{dscc}	Frequência de chaveamento para DSCC
C_z	Capacitância do SM
v_{CMV}	Tensão de modo comum
v_{CMV1}	Tensão de modo comum entre o ponto médio do barramento CC da célula A ($a0$) e o braço DSCC ($1pa$) do DSCC
v_{CMV2}	Tensão de modo comum Tensão de modo comum entre o ponto médio do barramento CC da célula A ($a0$) e o braço 2L ($2tb$)
$P_{l3\phi}$	Potência trifásica
f_l	Frequência de chaveamento média da tensão de fase

1 Introdução Geral

1.1 Apresentação do Tema

A eletrônica de potência vem expandido seu campo de atuação e tem influência direta nas áreas de geração de energia elétrica a partir de fontes renováveis, principalmente eólica e solar, nas interfaces de sistemas potência (transmissão e distribuição), em equipamentos de gerenciamento de potência, como filtros ativos de potência (*power active filters* - PAFs) e restauradores dinâmico de tensão (*dynamic voltage restorers* - DVRs), e em acionamentos de máquinas elétricas [1]. Em todos os campos mencionados a eletrônica de potência é cada vez mais solicitada a operar com níveis de tensão e potência mais elevados, de tal forma que uma alta qualidade de energia deve ainda ser oferecida. Atualmente, os dispositivos semicondutores são capazes de conduzir elevadas correntes, que alcançam em torno de 6 kA, e suportar grandes tensões quando bloqueados, que atingem cerca de 10 kV [2]. Além disso, podem operar em alta frequência de chaveamento, o que permite minimizar o conteúdo harmônico das formas de onda de saída. No entanto, em algumas aplicações são requeridas tensões e correntes que vão além do valores máximos permitido para estes dispositivos. É possível reduzir o esforço nestes dispositivos e os harmônicos de saída expandindo o número de níveis da tensão de saída [3, 4].

Diante disso, os conversores multiníveis ganharam espaço no meio acadêmico e industrial, tornando-se uma alternativa na solução de aplicações que processam grandes quantidades de energia. As vantagens dos conversores multiníveis quando comparadas ao conversor convencional de dois níveis são: capacidade de sintetizar formas de onda com reduzida distorção harmônica, aumento da potência processada, menores derivadas de tensão sobre a carga dv/dt , diminuição do nível de interferência eletromagnética, redução do estresse nos dispositivos chaveados [5], [6] e [7].

O conceito elementar de um conversor multinível para alcançar alta potência implica em usar uma série de interruptores de potência agregados a várias fontes CC de baixa tensão para realizar conversão de energia em pequenos degraus de tensão. Os múltiplos níveis da tensão de saída podem ser sintetizados através da comutação dos interruptores, adicionando ou retirando adequadamente essas fontes CC usadas no lado da entrada. Na Figura 1.1 é mostrado, de forma genérica, um inversor com vários níveis de tensão de saída.

Infelizmente, este conceito em sistemas cascadeados pode trazer algumas desvantagens, que são ampliadas à medida que se expande o número de níveis de tensão. Uma desvantagem particular é a necessidade de um grande número de chaves semicondutores

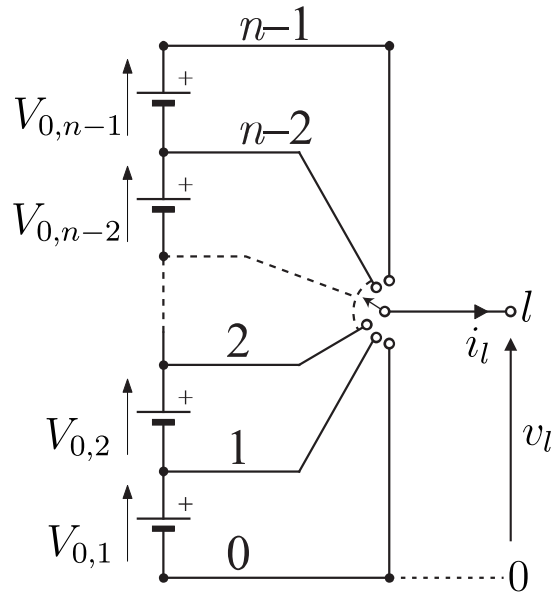


Figura 1.1 – Inversor genérico com vários níveis de tensão de saída.

de potência. Embora chaves com baixa tensão possam ser utilizados em um conversor multinível em cascata, cada chave requer um *driver* e circuito de proteção [8]. Além disso, os conversores multiníveis em cascata podem requerer um grande número fontes CC de tensão isoladas, que são implementadas, geralmente, usando retificadores de diodo associados a transformadores multipulsos, com deslocamentos de enrolamentos secundários apropriados para a redução de harmônicos da corrente de entrada [6, 9]. Conseqüentemente, isso faz com que indústria se torne relutante em buscar um maior número de níveis ao custo de um aumento na quantidade de componentes, o que resulta em sistema volumoso, complexo, menos confiável e caro [10, 11].

Portanto, há uma necessidade de alcançar um número maior de níveis na tensão de saída do inversor sem aumento substancial no número de componentes e também sem comprometer muito a confiabilidade do sistema.

1.2 Objetivos e Motivação

Este trabalho tem por objetivo apresentar contribuições ao estudo dos conversores CC-CA CC-CA (Corrente Contínua-Corrente Alternada) multiníveis, propondo e investigando topologias em cascata capazes de sintetizar um maior número de níveis de tensão de saída empregando uma reduzida quantidade de fontes CC isoladas e, de maneira geral, componentes, como chaves semicondutoras de potência, capacitores e transformadores. Este objetivo é motivado pela busca de soluções que forneçam alta qualidade energia, ao mesmo tempo que permitam a diminuição do tamanho, volume, complexidade de projeto e custos do sistema.

Dentro desta abordagem, as topologias multiníveis em cascata apresentadas no

trabalho são construídas empregando braços baseados em conversores de três e cinco níveis, em decremento do uso de braços consistindo do conversor convencional de dois níveis. Dessa forma, é possível expandir o número de níveis de maneira mais vertical, o que possibilita, em sistemas cascadeados, diminuir o número de braços ou células conectadas em série, reduzindo, conseqüentemente, a quantidade de componentes utilizados no sistema. Para tanto, duas topologias multiníveis são exploradas: o conversor com ponto neutro grampeado (*Neutral-Point Clamped* - NPC) e o conversor multinível modular em cascata (*Modular Multilevel Cascaded Converter* - MMCC). Além disso, as topologias propostas são exploradas em condições assimétricas de operação, visando a ampliação do número de níveis sem aumentar a quantidade de componentes.

1.3 Revisão Bibliográfica

Na literatura, existem quatro topologias multiníveis clássicas amplamente discutidas, são elas: o ponto neutro grampeado (NPC), capacitor flutuante (*Flying Capacitor* - FC), inversor multinível em cascata (*Cascaded Multilevel Inverters* - CMI) e conversor multinível modular em cascata (MMCC). Nos últimos anos, inúmeras variações e combinações dessas topologias clássicas tem sido desenvolvidas para satisfazer aplicações em particular ou para melhorar o desempenho das já existentes, tais como o conversor multinível com grampeamento ativo do neutro (*Active Neutral Point Clamped* - ANPC), conversor multinível com transistor grampeado (*Transistor Clamped Converter* - TCC), conversor matriz em cascata (*Cascaded Matrix Converter* - CM), dentre outras configurações.

Entre as topologias multiníveis, os CMIs receberam atenção especial devido à fácil expansão dos níveis de potência e tensão, bem como do número de níveis [12, 13]. Tradicionalmente, tais inversores são constituídos a partir da associação em série de células simétricas baseadas em pontes-H de três níveis, de modo que é possível aumentar o número de níveis adicionando mais células em série [14]. No entanto, isso pode exigir um grande número de chaves semicondutores de potência, que estão associados a circuitos de *drivers*, e fontes de tensão CC isoladas, fazendo com que o sistema geral seja mais caro, volumoso e complexo [14–17].

Uma alternativa para reduzir a quantidade de componentes do sistema é aplicar níveis de tensão CC desiguais entre as células, i.e., usar uma distribuição de tensão assimétrica, que permite aumentar do número de níveis de tensão de saída sem aumentar o número de células [18, 19]. Portanto, uma forma de onda com alta qualidade de energia pode ser obtida utilizando a mesma quantidade de chaves e de fontes CC isoladas. Por exemplo, considere um CMI com duas pontes-H de três níveis cuja relação de tensão entre eles é $a : b$, onde a é a tensão uma célula e b é a tensão da outra célula. Na condição

simétrica, esta topologia pode produzir apenas cinco níveis de tensão usando a relação de 1:1, enquanto em condições assimétricas, ele pode gerar sete e nove níveis utilizando as relações de 1:2 e 1:3, respectivamente.

No entanto, o uso de fontes de tensão CC isoladas assimétricas pode ser inconveniente em aplicações onde fontes CC são naturalmente disponíveis, como em sistemas fotovoltaicos, visto que os painéis teriam que ser projetados e controlados a fim de manter proporção de tensão correta entre as células. Além disso, se a fonte de energia elétrica primária for uma única fonte de tensão de corrente alternada, como a rede elétrica, ainda são necessários transformadores de baixa frequência com retificadores, bem como capacitores de barramento CC. Embora o número de transformadores possa ser diminuído por um transformador multifásico especialmente projetado, o número de retificadores e capacitores de barramento CC permaneceria o mesmo, o que continua sendo uma desvantagem [9, 20, 21].

A fim de eliminar a necessidade de fontes CC isoladas para cada célula de potência, inversores multiníveis com transformadores em cascata (*Cascaded Transformer Multilevel Inverters* - CTMIs) têm sido introduzidos como uma solução alternativa [20, 22–32], uma vez que eles podem expandir a quantidade de níveis utilizando apenas uma fonte de tensão CC. Dessa forma, é possível reduzir o número de retificadores e capacitores, tornando o sistema mais simples e menos propenso a falhas [20, 22]. Além disso, o uso de transformadores fornece uma isolamento galvânica entre a carga e a fonte CC, permite regular os níveis de tensão de saída através da relação de espiras e facilita o acoplamento à rede elétrica [23, 24].

A configuração mais comum dos CTMIs consiste de uma fonte de tensão CC e vários transformadores, cujos terminais primários de cada um estão conectados a um conversor em ponte-H de três níveis, enquanto os terminais secundários são associados em série. Nesta topologia, os transformadores podem ser configurados com uma mesma relação de espiras, isto é, de forma simétrica [23, 24], ou ao apropriadamente dimensionados, um do outro, com relações de espiras distintas, isto é, de forma assimétrica [20, 25, 29, 32, 33]. Esta topologia tem sido empregada como uma opção atrativa em sistemas de conversão fotovoltaicos [25, 26], como mostrado na Figura 1.2, uma vez que somente um painel solar é necessário. Neste caso, o nível da tensão de saída é regulado pelas relações de espiras dos transformadores, dispensando a associação em série de vários painéis solares para esse fim. Além disso, o controle de rastreamento do ponto de máxima potência para um painel é mais simplificado do que para vários painéis em um inversor em cascata sem transformadores, pois exigiria mantê-los com proporções corretas de tensão a fim de gerar apropriadamente os níveis de tensão de saída.

Além dessa aplicação, os CTMIs têm sido utilizados em DVRs [27, 28], PAFs [29, 30], compensadores síncronos estáticos (*Static Synchronous Compensator* - STATCOM)

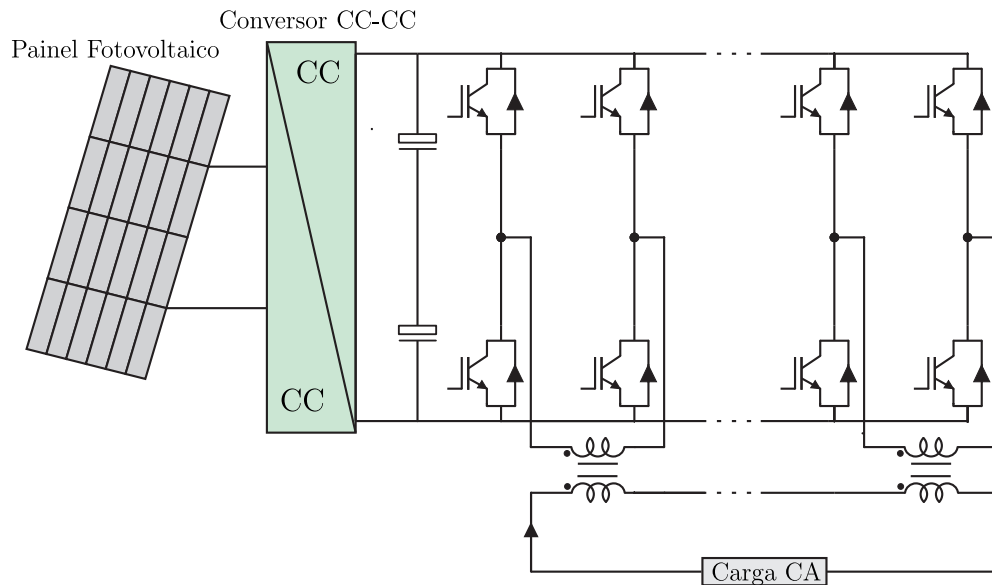


Figura 1.2 – CTMI convencional acoplados a pontes-H para sistemas de conversão fotovoltaicos.

[31], sistemas trifásicos a quatro fios [22], sistemas de armazenamento de energia [31] e acionamentos de motores [32].

O CTMI baseados em pontes-H de três níveis, como mostrado na Figura 1.2, para k transformadores com a mesma relação de espiras, possui um layout de circuito simples e modular, de modo que pode gerar $2k + 1$ níveis de tensão de saída requerendo $4k$ chaves potência. No entanto, nesse cenário, à medida que o número de níveis aumenta, o número de interruptores e transformadores aumenta drasticamente, o que o torna pesado, volumoso e caro [15, 23]. Por outro lado, usando k transformadores cujas relações de espiras são dimensionadas em potência de três, esse inversor pode sintetizar 3^k níveis de tensão de saída, o que possibilita reduzir o número de chaves e transformadores.

Os CTMIs com braços compartilhadas têm sido propostos como uma solução para reduzir o número de chaves [21, 34–41]. Em [21, 34, 35], propôs-se uma topologia baseado nos conversores monofásicos em meia-ponte de dois níveis (ou, simplesmente, em braços de dois níveis), das quais um braço é conectado ao terminal negativo primário de todos os transformadores, enquanto os outros braços são, cada uma, conectadas ao terminal positivo primário dos transformadores, como mostrado Figura 1.3a. Em [36, 37], propôs-se também uma topologia baseada em braços de dois níveis. Neste caso, todos braços, com exceção do primeiro e último, estão conectados os terminais negativo e positivo primários de dois transformadores vizinhos, como mostrado na Figura 1.3b. Para k transformadores com a mesma relação de tensão, estas topologias geram $2k + 1$ níveis de tensão de saída utilizando $2k + 2$ chaves de potência, o que lhes confere mais níveis por chave que o inversor da Fig. 1.2, que gera o mesmo número de níveis usando mais chaves de potência. Entretanto, essas soluções de braço compartilhado usam o mesmo número de transformadores.

Em [38], introduziu-se um CTMI com braço compartilhada que é capaz de gerar o mesmo número de níveis que os inversores das Figuras 1.3a e 1.3b usando $k - 1$ transformadores e igual número de chaves. No entanto, com um transformador a menos, esta topologia perde uma de suas características mais importantes, que é fornecer isolamento galvânico. Para transformadores com relações de espiras assimétricas, os CTMIs das Figuras 1.3a e 1.3b também podem fornecer mais níveis por chaves do que o CTMI da Fig. 1.2, visto que $2^{k+1} - 1$ níveis são sintetizados por meio de $2k + 2$ chaves de potência. No entanto, para fazerem isso, ambas usam um maior número de transformadores do que o CTMI da Figura 1.2.

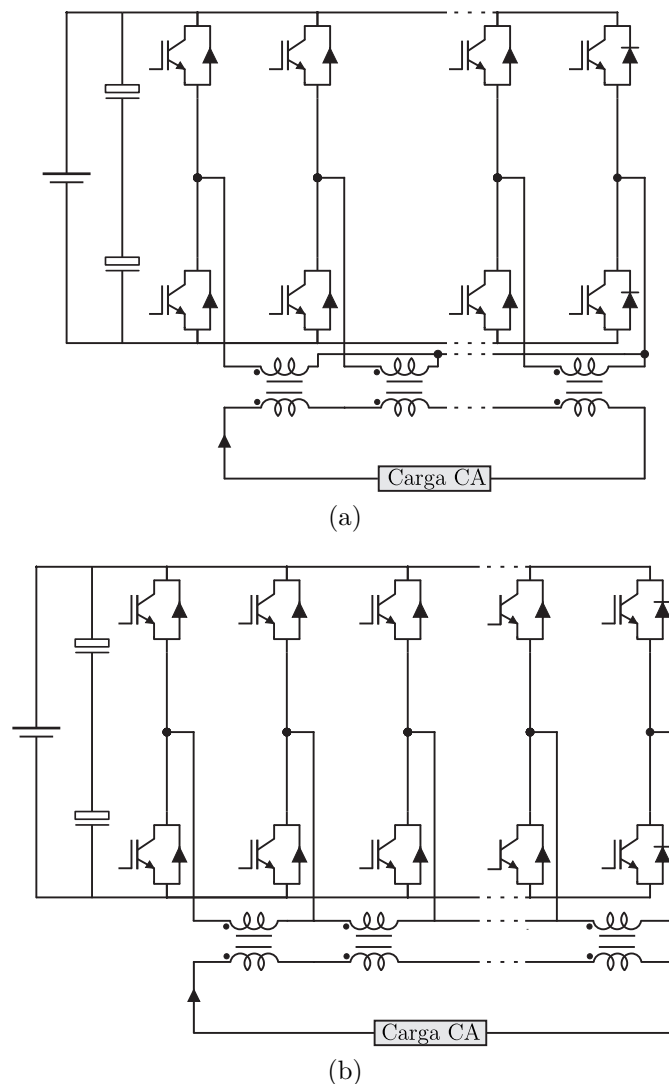


Figura 1.3 – CTMIs convencionais com braços compartilhados. (a) Com somente um braço é compartilhado entre todos os transformadores. (b) Com $k - 1$ braços compartilhados, onde um braço é compartilhado a cada dois transformadores.

Por outro lado, o uso de CMIs baseados no conversor NPC pode ser uma alternativa para contornar o problema do excesso de fontes CC isoladas ao custo de um pequeno número de chaves a mais. O conversor NPC é composto por quatro interruptores com

diodos antiparalelo e dois diodos que grampeiam a tensão ao ponto médio do barramento CC, que é formado por dois capacitores divisores de tensão. Este arranjo possibilita a geração de um forma de onda de tensão com três níveis já na configuração em meia-ponte [42–44]. Ao combinar dois braços NPC é possível forma um conversor em ponte-H de cinco níveis [45]. Dessa forma, em topologias cascadeadas, células baseadas em pontes-H de três níveis podem ser substituídas por pontes-H de cinco níveis, o que permite obter um maior número de níveis de tensão de saída sem aumentar o número de fontes CC isoladas [4, 14].

Neste contexto, em [13, 46–48], propôs-se um inversor constituído de uma ponte-H de três níveis conectada em série com um a ponte-H de cinco níveis, que é implementado com dois braços NPC de três níveis, como mostrado na Figura 1.4a. Em [49, 50], um inversor baseado em uma ponte-H híbrida de cinco níveis, que é composto de uma braço NPC de três níveis e um braço de dois níveis, e uma ponte-H de três níveis conectadas em série foi apresentada, como mostrado na Figura 1.4b. Comparado ao CMI com duas pontes-H de três níveis, essas duas topologias podem sintetizar nove, onze e quinze níveis de tensão de saída com as relações de tensão CC iguais a 1:1, 1:4 e 1:6, respectivamente, utilizando o mesmo número de fontes CC e exigindo apenas quatro chaves adicionais para a estrutura da Figura 1.4a e duas chaves adicionais para a estrutura da Figura 1.4b.

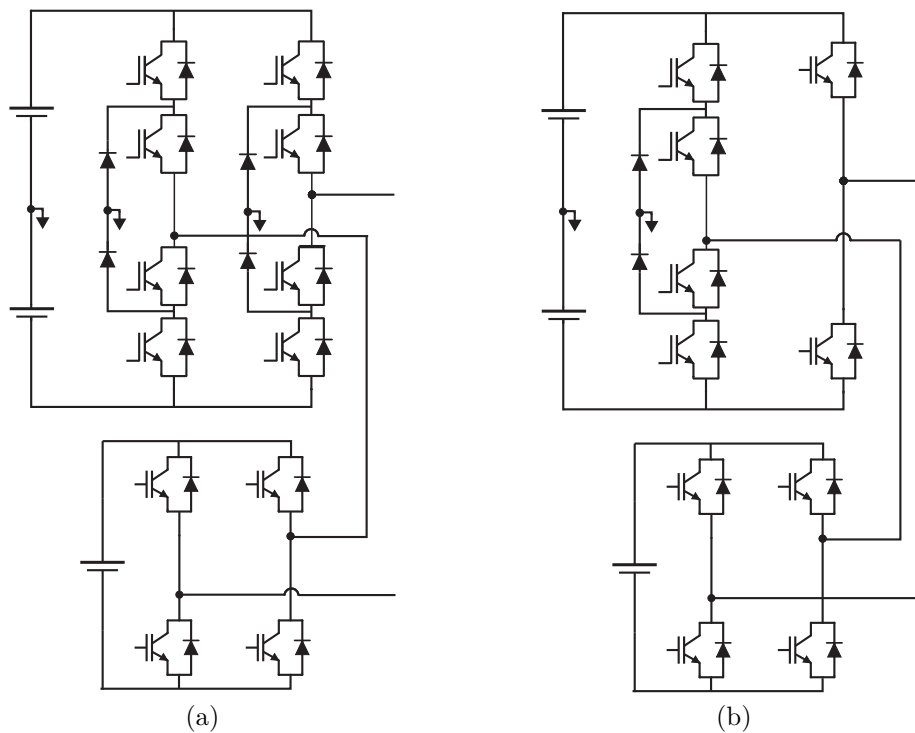


Figura 1.4 – Inversores multiníveis em cascata baseadas em NPC. (a) Ponte-H homogênea de cinco níveis em cascata com ponte-H de três níveis. (b) Ponte-H híbrida de cinco níveis em cascata com ponte-H de três níveis.

Outra maneira de diminuir o número de fontes CC isoladas é empregar capacitores

flutuantes (*floating capacitors* - FCs) [51–57]. Em CMIs usando células com relações de tensão CC assimétricas, a fonte CC da célula com menor tensão pode ser substituída por um FC. Dessa forma, é possível simplificar o projeto do transformador de entrada e diminuir o número de retificados, o que pode reduzir as perdas, refrigeração, custo e volume do sistema [14, 58]. Neste contexto, sistemas de acionamentos de motor com terminais de enrolamentos abertos (*Open-End Windings* -OEW) podem ser implementados usando CMIs operando com FC, de modo que apenas uma única fonte CC seja necessária [51, 52], como mostrado Figura 1.5. Neste caso, por exemplo, três CMIs com duas pontes-H de três níveis, usando uma relação de tensão CC de 1:2, são conectados de tal forma que células de alta tensão são associadas em paralelo a uma fonte CC, enquanto que as células de baixa tensão empregam FCs, cujas tensões são reguladas por uma estratégia de modulação.

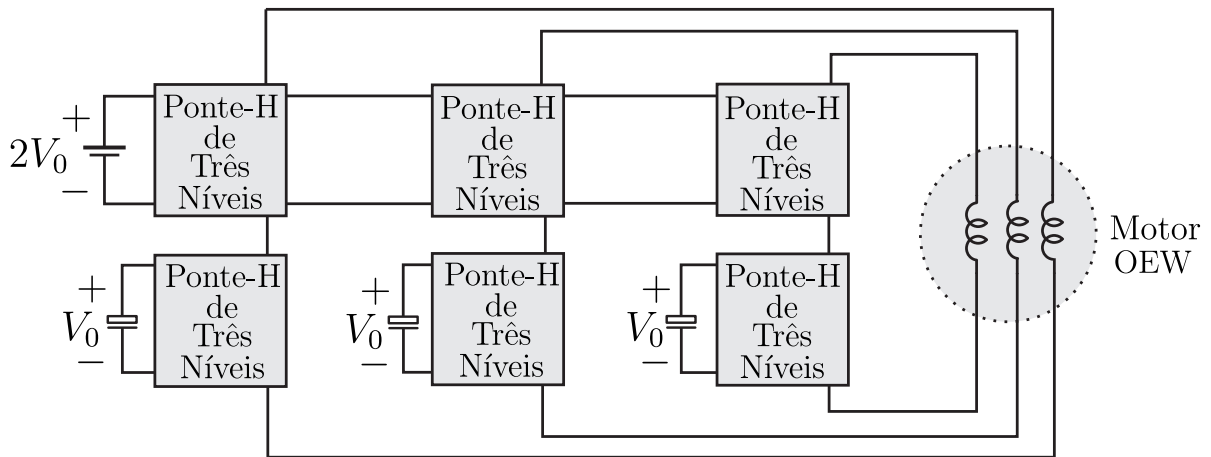


Figura 1.5 – Sistema de acionamento de motor OEW baseado em duas pontes-H de três níveis em cascata.

Recentemente, o MMCC tem ganhado atenção do meio acadêmica e industrial em aplicações de média e alta potência [59–65]. Devido à sua estrutura modular, o MMCC oferece escalabilidade para atender quaisquer requisitos de nível de tensão e potência, bem como expandir para qualquer número de níveis, empregando apenas uma fonte de tensão CC e componentes com a mesma tensão e corrente nominal. Sua estrutura é constituída por duas pernas, que consistem de submódulos (SMs) conectados em série, onde cada SM pode ser considerado como uma fonte controlada de tensão. O SM é composto por conversores em meia ponte ou conversores em ponte-H conectados a um capacitor, sem a necessidade da conexão de fontes de alimentação aos SMs. O número máximo de níveis de tensão de saída sintetizados pelo conversor em função do número de SMs é $2m + 1$, onde m é número de SMs de meia ponte por perna. Além disso, o MMCC apresenta características atrativas como continuidade de operação após falhas em componentes, facilidade de manutenção e possibilidade de operação com baixa frequência de comutação. Na Figura 1.6 é mostrado uma fase do MMCC baseada na configuração de dupla-estrela constituída por SMs de meia ponte (do inglês, *Double-Star Chopper Cells* - DSCC). Por

simplicidade, neste trabalho, esta configuração ser referida como Braço DSCC.

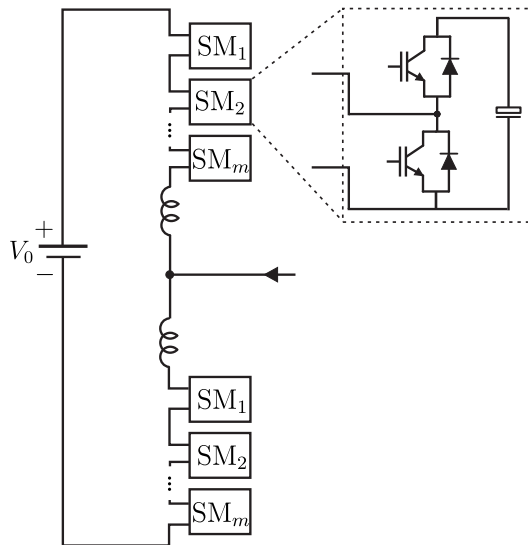


Figura 1.6 – MMCC baseada na configuração de dupla-estrela constituída por SMs de meia ponte.

Apesar de ser extremamente adequada para sistemas de transmissão em alta tensão por corrente contínua (*High-Voltage Direct-Current* -HVDC) baseados em conversor de fonte de tensão [66], o MMCC também tem sido aplicados em sistemas de acionamento de média tensão. Em [67], um sistema de acionamento baseado no MMCC foi proposto para o motor de indução OEW usando uma única fonte CC e dois braços DSCC para alimentar cada fase dos enrolamentos do estator da máquina. Na Figura 1.7 é mostrada a topologia apresenta em [67] empregando três SMs de meia ponte por perna em um braço DSCC, o que permite sintetizar 13 (treze) níveis de tensão de fase. No entanto, para esse tipo de aplicação, tal configuração pode ter um alto custo e complexidade de controle, uma vez que, à medida que o número de níveis se expande, o número de capacitores e chaves de potência dessa topologia aumenta drasticamente [68].

Neste sentido, o desenvolvimento de topologias com MMCC usando uma abordagem híbrida pode ser uma opção atraente para contornar essa questão. Em [69], um CMI híbrido trifásico baseado no MMCC foi investigado, como mostrado na Figura 1.8. Nessa estrutura, cada fase consiste de um braço DSCC acoplado a pontes-H de três níveis conectadas em série, que são alimentadas através de FCs. Este arranjo possibilitou reduzir o número de dispositivos semicondutores em comparação com a versão trifásica do MMCC convencional mostrado na Figura 1.6, o que pode torna o sistema mais barato.

1.4 Contribuições do Trabalho

O foco deste trabalho está no estudo e caracterização de conversores CC-CA multíniveis capazes de sintetizar um elevado número de níveis de saída utilizando um reduzido

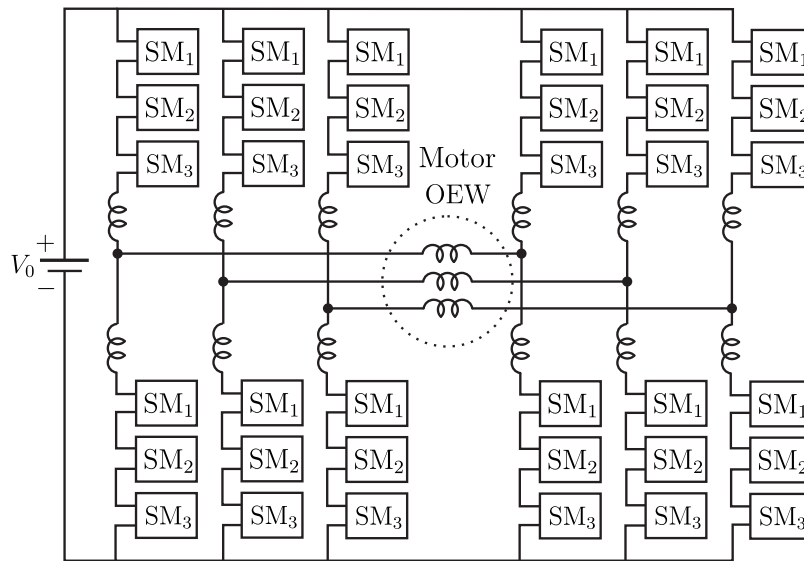


Figura 1.7 – Configuração baseada no MMCC para acionamentos de motor com OEW.

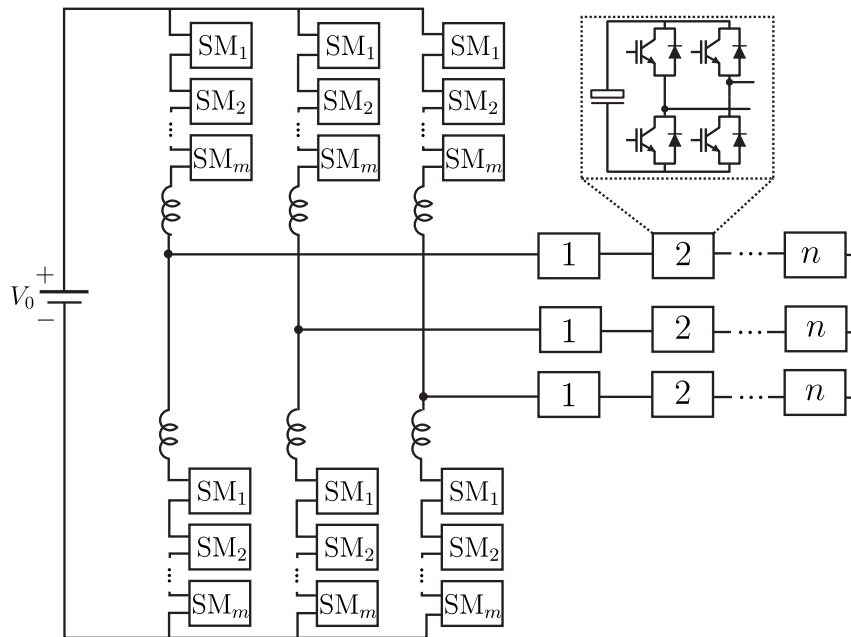


Figura 1.8 – MMCC trifásico cascadeado com pontes-H de três níveis.

número de fontes CC isolados e também ao custo de um reduzido número de componentes, como chaves de potência, capacitores e transformadores. Neste contexto, cinco topologias de inversores multiníveis em cascata são propostas, três estruturas baseadas no conversor NPC que empregam uma única fonte CC isolada e outras duas topologias baseadas no MMCC que, dependendo do modo de operação, usam uma ou quatro fontes CC isoladas.

Os sistemas baseados no conversor NPC consistem de inversores multiníveis com transformadores em cascata, que são sugeridos para sistemas de geração de energia so-

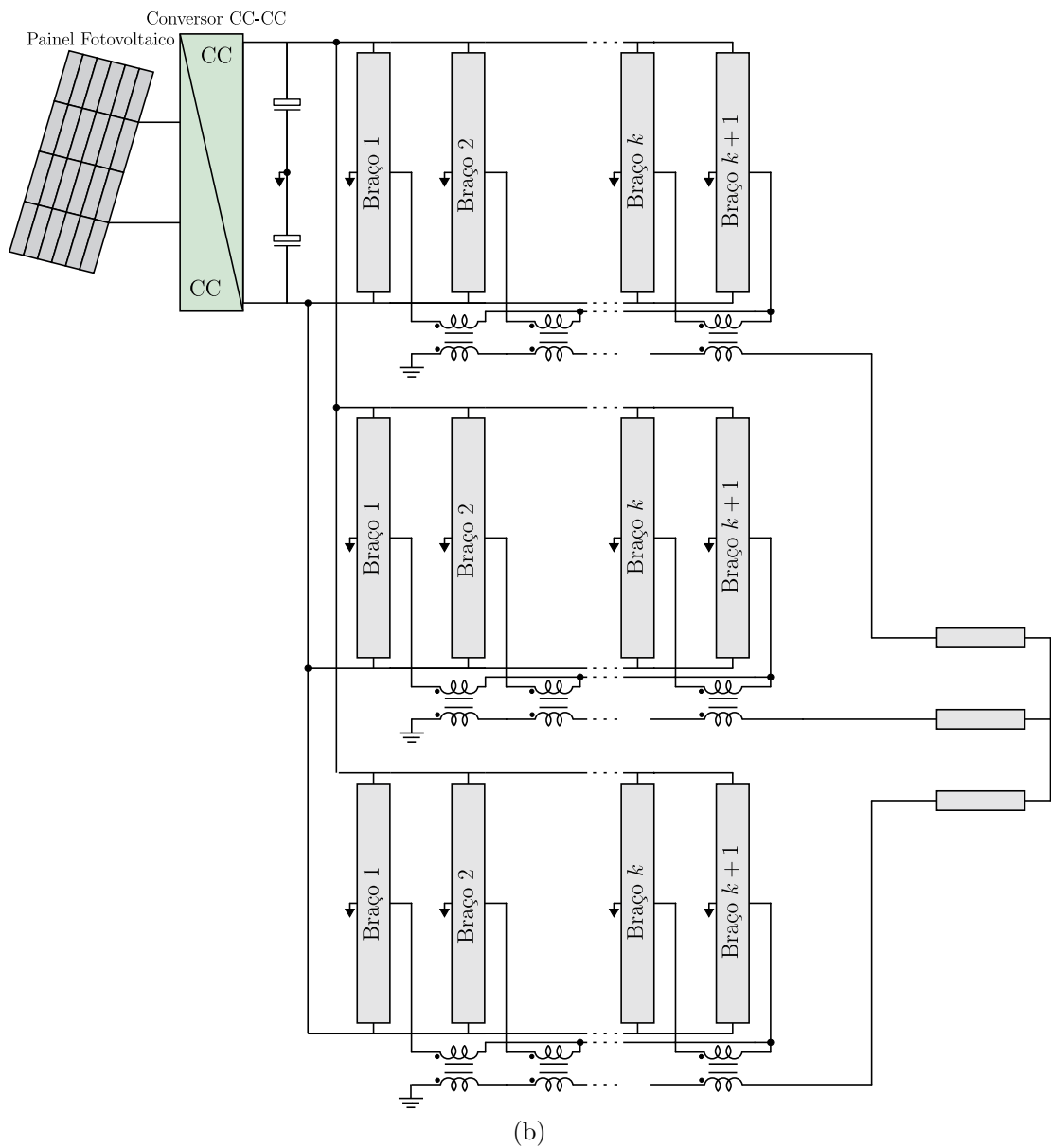
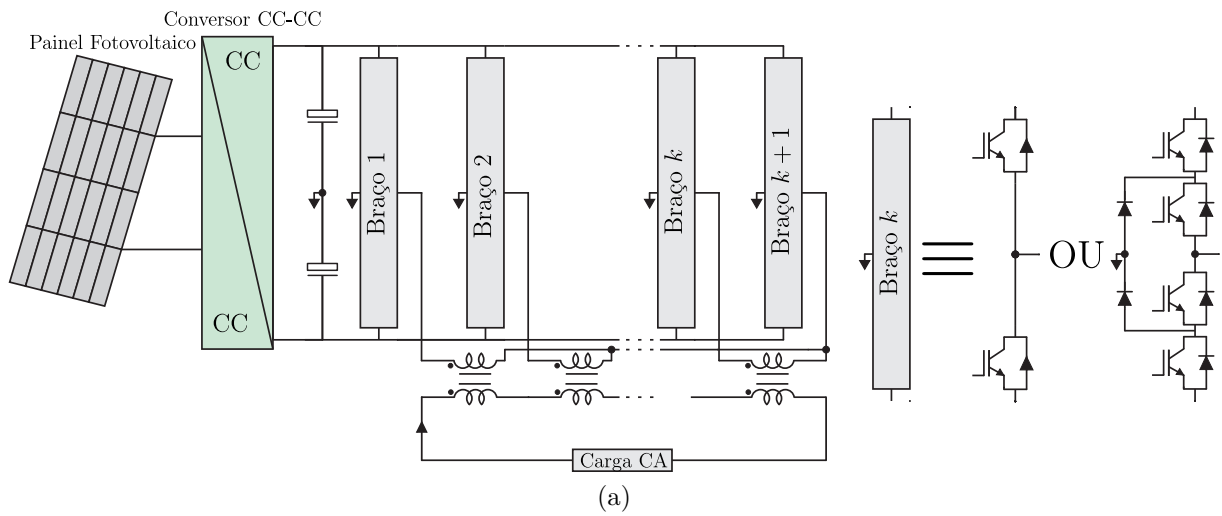


Figura 1.9 – Inversores multiníveis com transformadores em cascata propostos. (a) Estrutura monofásica. (b) Estrutura trifásica.

lar fotovoltaica isolados ou conectados à rede. Tais configurações empregam uma única fonte CC isolada e transformadores em cascata acoplados somente a braços NPC de três níveis ou associados a braços NPC de três níveis e braços dois níveis, das quais um é compartilhada entre os transformadores. Nas Figuras 1.9a e 1.9b são mostradas, de forma genérica, a estrutura monofásica e trifásica dos inversores multiníveis com transformadores em cascata propostos. Neste trabalho, somente a versão monofásica será abordada. Para aplicações isoladas da rede, estes inversores podem ser conectados a carga sem exigir nenhum tipo de controle. Entretanto, para aplicações conectadas à rede, esquemas de controles devem ser empregados com finalidade de regular a potência ativa e reativa gerada para a rede, regular o barramento CC, garantir alta qualidade da energia injetada e assegurar a sincronização da rede [70, 71].

As configurações propostas são analisadas levando em conta dois cenários de relações de espiras, um simétrico e outro assimétrico. No simétrico, todos os transformadores possuem a mesma relação de espiras. No assimétrico, os transformadores possuem relações de espiras mais desiguais possíveis. As topologias convencionais mostradas na Figuras 1.2 e 1.3a são utilizadas como base na realização de comparações com a finalidade de avaliar ganhos e perdas no desempenho das três topologias propostas baseadas no conversor NPC. Os parâmetros de desempenho avaliados nessas comparações são o número de componentes e níveis; potência nominal dos transformadores; tensão, corrente e frequência nominal das chaves de potência, distorção harmônica total (*total harmonic distortion - THD*); e perdas nos dispositivos semicondutores e nos transformadores.

Os sistemas baseados no MMCC consistem em inversores multiníveis assimétricos em cascata para sistemas de acionamentos de motores com OEW de média tensão. Cada fase dessas topologias é composta de uma ponte-H de três níveis e uma ponte-H de nove níveis conectadas em série. As pontes-H de nove níveis são construídas a partir do MMCC baseado na configuração DSCC. As pontes-H de três níveis são operadas de duas maneiras, usando fonte CC e usando capacitor flutuante (FC). Na operação sem FC, quatro fontes CC isoladas são utilizadas no sistema, enquanto na operação com FC, apenas uma fonte CC é exigida. Na Figura 1.10 é mostrado a representação em diagrama de blocos dos inversores assimétricos em cascata propostos neste trabalho. Estas configurações são investigadas usando as relações de tensão CC assimétricas de 1:8 e 1:12 entre as pontes-H. Para relação de 1:8, as configurações propostas operam com uma fonte CC bem como um FC na ponte-H de três níveis. A topologia convencional mostrada na Figura 1.7 é usada para comparações com propósito de avaliar ganhos e perdas no desempenho das duas topologias propostas baseadas no MMCC. Os parâmetros de desempenho considerados nessas comparações são o número de componentes e níveis; tensão nominal dos IGBTs e capacitores; a diferença de tensão entre os níveis adjacentes da tensão; THD; tensão de modo comum; e perdas nos dispositivos semicondutores.

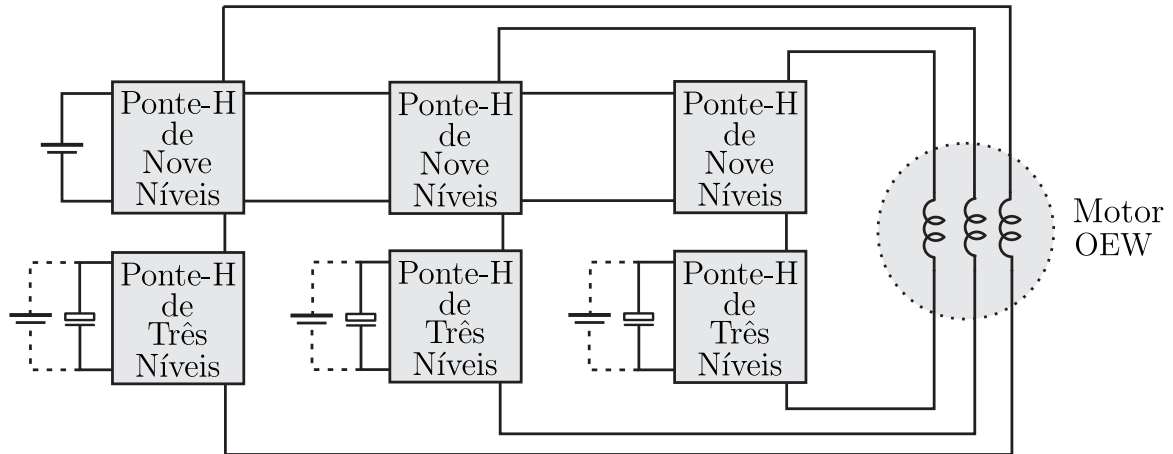


Figura 1.10 – Inversores multiníveis assimétricos em cascata propostos para sistemas de acionamentos de motores com OEW.

1.5 Publicações

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

- “Hybrid Asymmetric Cascaded Multilevel Inverters Based on Three- and Nine-Level H-Bridges”
Autores: Bahia, F. A. da C.; Jacobina, C. B.; Rocha, N.; Silva, I. R. F. M. P da; Sousa, R. P. R. de.
Situação: Publicado em Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), IEEE, September, 2017.
- “Cascaded Transformer Multilevel Inverter With Shared Leg Based on Neutral-Point Clamped”
Autores: Bahia, F. A. da C.; Jacobina, C. B.; Rocha, N.; Sousa, R. P. R. de.
Situação: Publicado em Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), IEEE, March, 2019.

2 Transformadores Conectadas em Série Acoplados a Braços de Três Níveis

2.1 Introdução

Neste capítulo são apresentadas a estrutura básica e a generalização de três inversores multiníveis com transformadores em cascata (CTMIs) para sistemas de geração de energia solar fotovoltaica isolados ou conectados à rede. Uma das topologias emprega transformadores em cascata acoplados a braços NPC de três níveis (*three-level - 3L*), das quais um é compartilhada entre os transformadores. Os outros dois são baseados em transformadores em cascata acoplados a braços de dois níveis (*two-level - 2L*) e braços NPC-3L, onde um braço 2L é compartilhado entre os transformadores. Estas configurações são investigadas considerando transformadores com relações de espiras simétricas e assimétricas. Para cada uma das configurações, apresentam-se as principais equações de tensão e corrente descrevendo o modelo do sistema bem como o cálculo para determinar das relações de espiras dos transformadores. Além disso, a partir da análise das combinações possíveis de estados das chaves, propõe-se uma técnica de modulação generalizada baseada em funções de razão cíclica que é facilmente implementável em um Processador Digital de Sinais (*Digital Signal Processor - DSP*). Também é apresentada uma análise comparativa entre as topologias propostas e as topologias convencionais C1 e C2, mostradas na Figura 2.1, com o propósito de avaliar as vantagens e desvantagens de uma configuração frente a outra. Por fim, os resultados de simulações e experimentais são apresentados para demonstrar o desempenho e a viabilidade das configurações propostas.

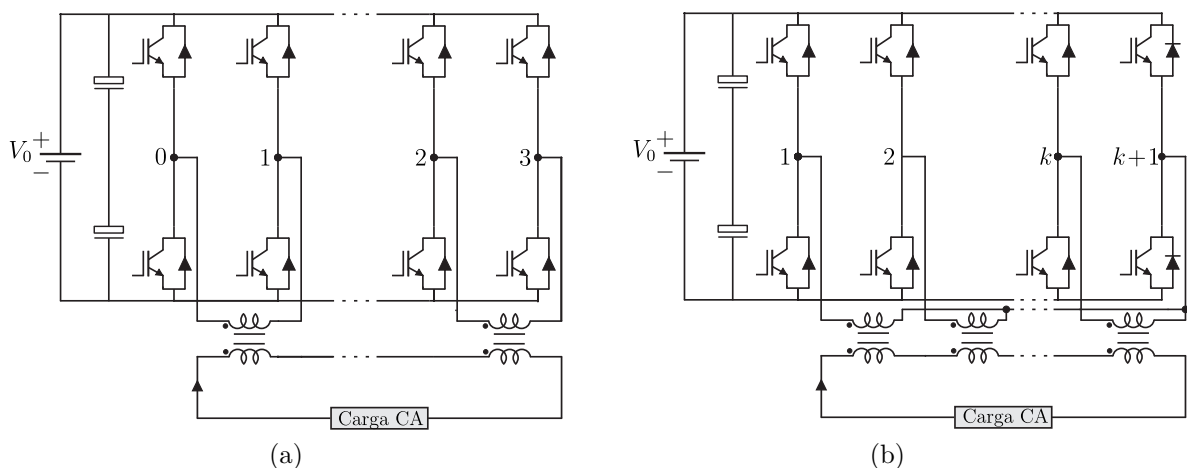


Figura 2.1 – CTMIs convencionais. (a) Convencional C1. (b) Convencional C2.

2.2 Topologias Propostas

Nas Figuras 2.2, 2.3 e 2.3 são ilustrados a estrutura básica e a generalização dos inversores propostos, os quais são denominados de configuração N1, N2 e N3, respectivamente.

As estruturas básicas são compostas por dois transformadores (T_1 e T_2) e três braços de comutação ativa (braço 1, 2 e 3), conforme mostrado nas Figuras 2.2a, 2.3a e 2.4a. Em todas elas, os braços 1 e 2 estão conectados aos terminais positivos do primário dos transformadores T_1 e T_2 , respectivamente, enquanto o terminal negativo do primário de ambos transformadores está associado ao braço 3, que é o braço compartilhado. Na configuração N1, os braços 1, 2 e 3 são baseados nos braços NPC-3L [ver Fig. 2.2a]. Na configuração C2, os braços 1 e 2 correspondem a braços NPC-3L e apenas o braço 3 é um braço 2L [ver Fig. 2.3a]. Na configuração N3, o braço 1 consiste de um braço NPC-3L e os dois outros são braços 2L [ver Fig. 2.4a]. Os enrolamentos secundários dos transformadores são conectados em série para sintetizar a tensão de saída v_l . No lado CC, os capacitores C_1 e C_2 com tensões V_{c1} e V_{c2} , respectivamente, constituem o barramento CC, cuja tensão total é representada por $V_0 = V_{c1} + V_{c2}$.

As configurações N1, N2 e N3 podem ser generalizadas para k transformadores (T_1, T_2, \dots e T_k), o que lhes confere $k + 1$ braços (braço 1, 2, ..., k e $k + 1$), conforme mostrado nas Figuras 2.2b, 2.3b e 2.4b. Os transformadores T_1, T_2, T_3, \dots e T_k são definidos com as relações de espiras $\eta_1, \eta_2, \eta_3, \dots$ e η_k , respectivamente. Nestas circunstâncias, os braços 1 a k são conectados, respectivamente, aos terminais positivos do primário dos transformadores T_1 a T_k e o braço compartilhado $k + 1$ é conectado aos terminal negativo de todos os transformadores. Similarmente à estrutura básica, na configuração N1, todos os braços são NPC 3L [ver Fig. 2.2b]. Na configuração N2 os braços de 1 ao k são NPC-3L e somente o braço compartilhado $k + 1$ corresponde a um braço 2L [ver Fig. 2.3b]. Na configuração N3, apenas o braço 1 é um NPC 3L, enquanto os demais são braços 2L [ver Fig. 2.4b].

2.3 Tensões do Conversor

Nos conversores propostos, o lado secundário dos transformadores está acoplado a dois braços de comutação, formando o equivalente a pontes-H multiníveis isoladas, que são conectadas em série pelo lado secundário. Então, a tensão de saída v_l pode ser calculada ao somar a tensão dos transformadores no lado secundário (v_s), como expresso a seguir:

$$v_l = \sum_{s=1}^k v_s \quad (2.1)$$

onde $s = \{1, 2, \dots, k\}$ representa o índice de cada transformador.

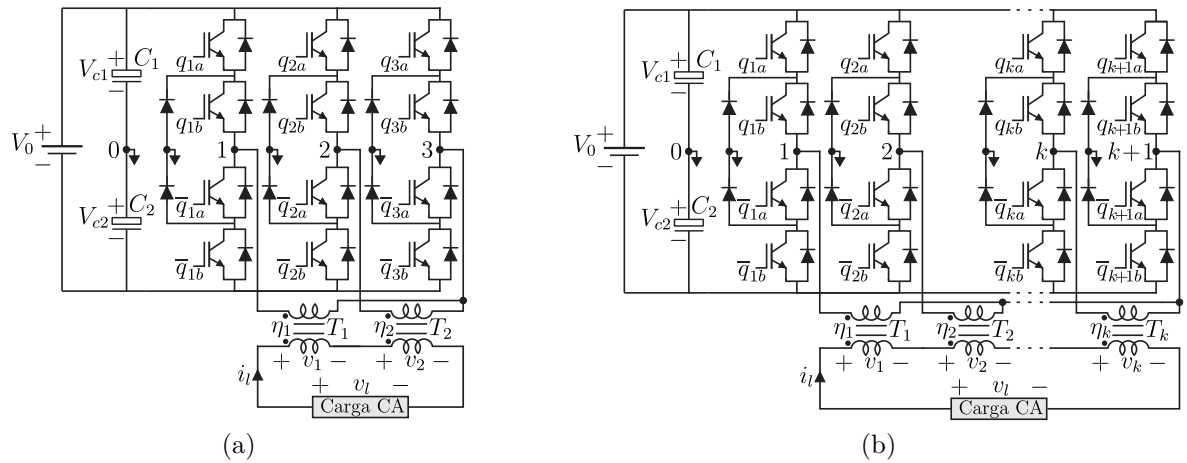


Figura 2.2 – CTMI proposto - Configuração N1 (a) Com $k = 2$ transformadores. (b) Com k transformadores.

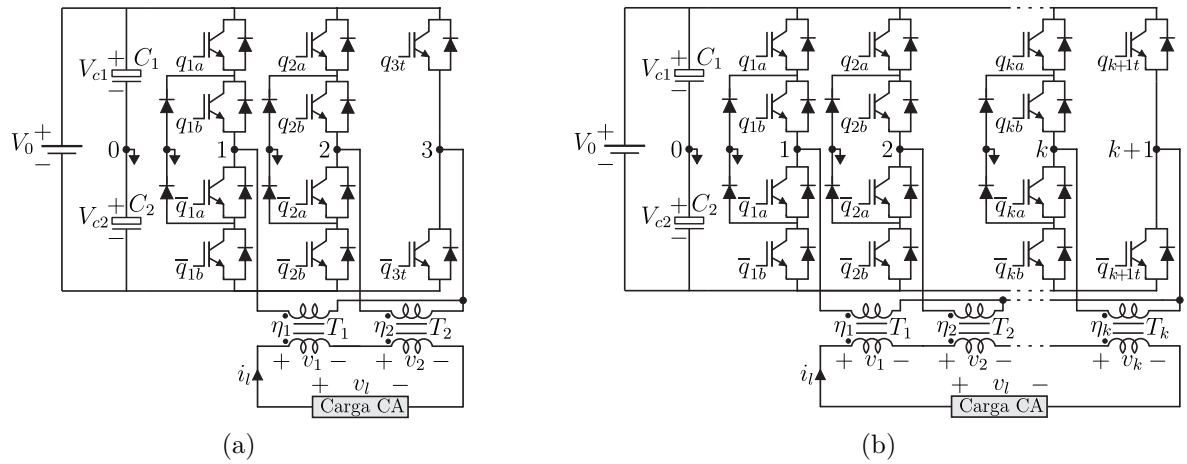


Figura 2.3 – CTMI proposto - Configuração N2 (a) Com $k = 2$ transformadores. (b) Com k transformadores.

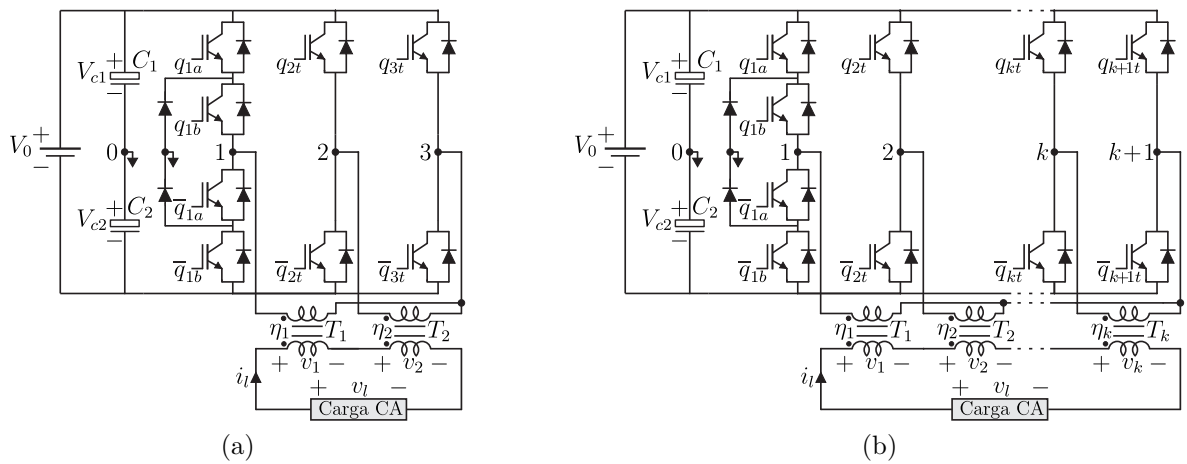


Figura 2.4 – CTMI proposto - Configuração N3 (a) Com $k = 2$ transformadores. (b) Com k transformadores.

A amplitude máxima da tensão de saída v_l ($V_{l,max}$) pode ser determinada a partir da tensão do barramento CC (V_0) da seguinte maneira:

$$V_{l,max} = A_l V_0. \quad (2.2)$$

onde A_l é o fator de ganho da tensão de saída (v_l), que é obtido pela soma da relação de espiras η_s de todos os transformadores, como descrito a seguir:

$$A_l = \sum_{s=1}^k \eta_s. \quad (2.3)$$

A relação de espiras η_s é o fator cuja tensão no lado primário é multiplicada para gerar a tensão no lado secundário. Para obtê-la, o número de voltas do enrolamento secundário (η_{S_s}) é dividido pelo número de número de voltas do enrolamento primário (η_{P_s}), ou seja,

$$\eta_s = \frac{\eta_{S_s}}{\eta_{P_s}}. \quad (2.4)$$

Isto posto, a diferença de tensão entre os níveis adjacentes de v_l (Δv_l) pode ser obtido por

$$\Delta v_l = \frac{2V_{l,max}}{N_l - 1} \quad (2.5)$$

onde N_l é o número de níveis de v_l .

No primário de cada transformador, o terminal negativo está sempre conectado ao braço $k+1$ (compartilhado) e o terminal positivo está conectado a um dos outros braços. Logo, a tensão dos transformadores no lado secundário (v_s) é o produto entre a relação de espiras do transformador T_s (η_s) e a diferença da tensão de polo v_{j0} gerada pelo braço 1, 2, ... ou k com a tensão de polo v_{k+10} produzida pelo braço $k+1$, dada por

$$v_s = \eta_s (v_{j0} - v_{k+10}) \quad (2.6)$$

onde $j = \{1, 2, \dots, k+1\}$ representa o índice de braço de comutação, de tal forma que $j = s$ enquanto $j \leq k$.

Neste âmbito, a amplitude máxima de v_s ($V_{s,max}$) é definida por

$$V_{s,max} = \eta_s V_0, \quad (2.7)$$

enquanto a diferença de tensão entre os níveis adjacentes de v_s (Δv_s) é expressa por

$$\Delta v_s = \frac{2V_{s,max}}{N_s - 1} \quad (2.8)$$

onde N_s é o número de níveis de v_s .

2.3.1 Configuração N1

As tensões de polo v_{j0} para configuração N1 dependem do estado das chaves q_{jx} e \bar{q}_{jx} ($x = \{a, b \text{ ou } t\}$), onde $q_{jx} = 1$ e $\bar{q}_{jx} = 1$ indicam chaves fechadas e $q_{jx} = 0$ e $\bar{q}_{jx} = 0$ indicam chaves abertas, de modo que os pares $q_{jx} - \bar{q}_{jx}$ são complementares. Dado que essa estrutura é composta apenas de braços NPC-3L, a tensão v_{j0} de cada braço pode assumir três valores distintos, $-0,5V_0$, 0 e $0,5V_0$, quando $[q_{ja} q_{jb}] = [00]$, $[q_{ja} q_{jb}] = [01]$ e $[q_{ja} q_{jb}] = [11]$, respectivamente. Assim, as tensões de polo v_{j0} podem ser calculadas da seguinte forma:

$$v_{j0} = (q_{ja} + q_{jb} - 1) \frac{V_0}{2}. \quad (2.9)$$

Dessa forma, ambos os terminais (positivo e negativo) no primário de cada transformador são conectados a braços NPC-3L. Como resultado, a tensão dos transformadores no lado secundário (v_s) pode ter cinco valores diferentes (i.e., $N_s = 5$), $-\eta_s V_0$, $-0,5\eta_s V_0$, 0 , $0,5\eta_s V_0$ e $\eta_s V_0$, e pode ser escrita, a partir de (2.6) e (2.9), como uma função dos estados das chaves q_{jx} , conforme a expressão a seguir:

$$v_s = (q_{ja} + q_{jb} - q_{k+1a} - q_{k+1b}) \frac{\eta_s V_0}{2} \quad j = s \text{ enquanto } j \leq k. \quad (2.10)$$

A determinação de todos os níveis de v_l disponíveis ocorre por meio da variação dos estados das chaves $[q_{1a} q_{1b} \cdots q_{k+1a} q_{k+1b}]$, cujo número de combinações possíveis N_{sw} , uma vez que há $k + 1$ braços NPC-3L para k transformadores, é expresso por

$$N_{sw} = 3^{(k+1)}. \quad (2.11)$$

2.3.2 Configuração N2

Na configuração N2, o braço compartilhado $k+1$ é um braço 2L, enquanto os braços 1 ao k são braços NPC-3L. Os braços 2L podem sintetizar dois valores diferentes, $-0,5V_0$ e $0,5V_0$ quando $q_{jt} = 0$ e $q_{jt} = 1$, respectivamente. Portanto, as tensões de polo v_{j0} , para um conversor com k transformadores, podem ser expressas da seguinte forma:

$$v_{j0} = \begin{cases} (q_{ja} + q_{jb} - 1) \frac{V_0}{2} & \text{se } j \leq k \\ (2q_{jt} - 1) \frac{V_0}{2} & \text{se } j = k+1. \end{cases} \quad (2.12)$$

Devido aos terminais positivo e negativo do primário de cada transformador estarem sempre associados a um braço NPC-3L e ao braço 2L compartilhado, respectivamente, nesta topologia, a tensão dos transformadores no lado secundário (v_s) assume cinco valores diferentes (i.e., $N_s = 5$), $-\eta_s V_0$, $-0,5\eta_s V_0$, 0 , $0,5\eta_s V_0$ e $\eta_s V_0$. Assim, a partir de (2.6) e (2.12), v_s pode ser determinado em termos de q_{jx} , conforme a equação a seguir:

$$v_s = (q_{ja} + q_{jb} - 2q_{k+1t}) \frac{\eta_s V_0}{2} \quad j = s, \text{ enquanto } j \leq k. \quad (2.13)$$

Todos os níveis de v_l disponíveis são obtidos variando os estados das chaves $[q_{1a} q_{1b} \cdots q_{ka} q_{kb} q_{k+1t}]$, cujo número de combinações possíveis N_{sw} é dado por

$$N_{sw} = 2 \cdot 3^k. \quad (2.14)$$

2.3.3 Configuração N3

A configuração N3 é composta por um braço NPC 3L e k braços 2L. Levando em conta que apenas o braço 1 é um braço NPC-3L e os demais são braços 2L, as tensões de polo v_{j0} , para um conversor com k transformadores, podem ser descritas como:

$$v_{j0} = \begin{cases} (q_{ja} + q_{jb} - 1) \frac{V_0}{2} & \text{se } j = 1 \\ (2q_{jt} - 1) \frac{V_0}{2} & \text{se } j \geq 2. \end{cases} \quad (2.15)$$

Neste caso, apenas os terminais positivo e negativo no primário do transformador T_1 são associados a um braço NPC-3L e ao braço 2L compartilhado, respectivamente, enquanto os terminais no primário dos transformadores T_2 a T_k são conectados a braços 2L. Consequentemente, a tensão v_1 também pode assumir os valores $-\eta_s V_0$, $-0,5\eta_s V_0$, 0 , $0,5\eta_s V_0$ e $\eta_s V_0$ (i.e., $N_s = 5$), enquanto as tensões v_2 a v_k podem ter três valores de níveis diferentes, $-\eta_s V_0$, 0 e $\eta_s V_0$ (i.e., $N_s = 3$, se $s \geq 2$). Dito isto, a partir de (2.6) e (2.15), a tensão dos transformadores no lado secundário (v_s) pode ser definida conforme:

$$v_s = \begin{cases} (q_{ja} + q_{jb} - 2q_{k+1t}) \frac{\eta_s V_0}{2} & \text{se } j = 1 \\ (q_{jt} - q_{k+1t}) \eta_s V_0 & \text{se } j \geq 2 \end{cases} \quad j = s, \text{ enquanto } j \leq k. \quad (2.16)$$

A obtenção de todos os níveis da tensão de saída v_l disponíveis ocorre através variação dos estados das chaves $[q_{1a} q_{1b} q_{2t} \cdots q_{k+1t}]$, cujo número de combinações possíveis N_{sw} é definido por

$$N_{sw} = 3 \cdot 2^k. \quad (2.17)$$

2.4 Correntes do Conversor

As correntes i_j de cada braço podem ser escritas em função da corrente saída i_l , como descritas seguir:

$$i_j = \begin{cases} \eta_s i_l & \text{se } j \leq k \\ A_l i_l & \text{se } j = k + 1. \end{cases} \quad j = s, \text{ enquanto } j \leq k. \quad (2.18)$$

A partir da expressão (2.18), pode-se notar que os braços não compartilhados (braços 1 a k) têm uma corrente nominal que depende da relações de espiras η_s , enquanto que o braço compartilhado (braço $k+1$) depende do fator de ganho de v_l , concentrando mais corrente que os outros.

2.5 Relações de Espiras dos Transformadores

Neste trabalho, as relações de espiras dos transformadores para cada topologia proposta são dimensionadas para dois cenários limites, um simétrico e outro assimétrico.

2.5.1 Cenário Simétrico

No cenário simétrico, a mesma relação de espira é empregada em todos os transformadores, de tal forma que suas tensões e correntes nominais são iguais. Como resultado, uma distribuição de energia mais uniforme entre os braços e os transformadores associados pode ser alcançado. Além disso, este cenário apresenta um maior número de combinações de estados das chaves redundantes que sintetiza o mesmo nível de v_l . Isso garante mais graus de liberdade para implementar a estratégia de modulação, de modo que apenas um braço dos conversores propostos opera em alta frequência, enquanto os outros braços operam em baixa frequência.

Para um conversor com k transformadores, o maior grau de simetria é obtido fixando $\eta_1 = \eta_2 = \dots = \eta_k$. Uma vez que é comum a todos os transformadores, a relação de espiras (η_s) de cada um deles, por simplificação, é definida como igual a η , ou seja,

$$\eta_s = \eta. \quad (2.19)$$

A relação de espiras η é determinada dividindo a amplitude de v_l ($V_{l,max}$) pelo produto entre o número de transformadores (k) e a tensão do barramento CC (V_0), ou dividindo o fator de ganho de v_l (A_l) por k , como expresso a seguir:

$$\eta = \frac{V_{l,max}}{kV_0} = \frac{A_l}{k}. \quad (2.20)$$

Como resultado, o secundário dos transformadores sintetiza formas de onda de v_s com a mesma amplitude (i.e., $V_{1,max} = V_{2,max} = \dots = V_{k,max}$), de modo que os níveis da tensão de saída v_l para as configurações propostas com k transformadores pode assumir qualquer valor pertencente ao conjunto:

$$v_l = \{-k\eta V_0, -(k-0,5)\eta V_0, \dots, -\eta V_0, -0,5\eta V_0, 0, 0,5\eta V_0, \eta V_0, \dots, (k-0,5)\eta V_0, k\eta V_0\}. \quad (2.21)$$

Assim, o número de níveis (N_l) que as topologias propostas pode produzir quando todos os transformadores têm a mesma relação de espiras é dado por:

$$N_l = 4k + 1. \quad (2.22)$$

Nas Tabelas 2.1, 2.2 e 2.3 são mostrados os estados das chaves e seus níveis de tensão correspondentes para as configurações N1, N2 e N3 com $k = 2$ transformadores usando

Tabela 2.1 – Estados das chaves e seus respectivos níveis para a configuração N1 com $k = 2$ transformadores simétricos.

V_r	$[q_{1a} q_{1b} q_{2a} q_{2b} q_{3a} q_{3b}]$	v_1	v_2	$v_l = v_1 + v_2$
V_{01}	[1 1 1 1 0 0]	ηV_0	ηV_0	$2\eta V_0$
V_{02}	[0 1 1 1 0 0]	$0,5\eta V_0$	ηV_0	$1,5\eta V_0$
V_{03}	[1 1 0 1 0 0]	ηV_0	$0,5\eta V_0$	
V_{04}	[0 0 1 1 0 0]	0	ηV_0	ηV_0
V_{05}	[1 1 1 1 0 1]	$0,5\eta V_0$	$0,5\eta V_0$	
V_{06}	[0 1 0 1 0 0]	$0,5\eta V_0$	$0,5\eta V_0$	
V_{07}	[1 1 0 0 0 0]	ηV_0	0	
V_{08}	[0 1 1 1 0 1]	0	$0,5\eta V_0$	$0,5\eta V_0$
V_{09}	[0 0 0 1 0 0]	0	$0,5\eta V_0$	
V_{10}	[1 1 0 1 0 1]	$0,5\eta V_0$	0	
V_{11}	[0 1 0 0 0 0]	$0,5\eta V_0$	0	
V_{12}	[0 0 1 1 0 1]	$-0,5\eta V_0$	$0,5\eta V_0$	0
V_{13}	[1 1 1 1 1 1]	0	0	
V_{14}	[0 1 0 1 0 1]	0	0	
V_{15}	[0 0 0 0 0 0]	0	0	
V_{16}	[1 1 0 0 0 1]	$0,5\eta V_0$	$-0,5\eta V_0$	
V_{17}	[0 1 1 1 1 1]	$-0,5\eta V_0$	0	$-0,5\eta V_0$
V_{18}	[0 0 0 1 0 1]	$-0,5\eta V_0$	0	
V_{19}	[1 1 0 1 1 1]	0	$-0,5\eta V_0$	
V_{20}	[0 1 0 0 0 1]	0	$-0,5\eta V_0$	
V_{21}	[0 0 1 1 1 1]	$-\eta V_0$	0	$-\eta V_0$
V_{22}	[0 1 0 1 1 1]	$-0,5\eta V_0$	$-0,5\eta V_0$	
V_{23}	[0 0 0 0 0 1]	$-0,5\eta V_0$	$-0,5\eta V_0$	
V_{24}	[1 1 0 0 1 1]	0	$-\eta V_0$	
V_{25}	[0 0 0 1 1 1]	$-\eta V_0$	$-0,5\eta V_0$	$-1,5\eta V_0$
V_{26}	[0 1 0 0 1 1]	$-0,5\eta V_0$	$-\eta V_0$	
V_{27}	[0 0 0 0 1 1]	$-\eta V_0$	$-\eta V_0$	$-2\eta V_0$

a mesma relação de espiras. Como pode ser notado, todas as topologias sintetizam nove diferentes níveis de tensão de saída ($N_l = 9$), representada por V_r (onde $r = 1, 2, \dots, N_{sw}$ e $V_1 > V_2 > \dots > V_{N_{sw}}$), somando os níveis de tensão produzidos no secundário de T_1 e T_2 , respectivamente. Nas configurações N1, N2 e N3, existem $N_{sw} = 27, 18$ e 12 combinações possíveis de estados das chaves, onde $18, 9$ e 3 são estados redundantes, respectivamente. Esses estados redundantes podem ser usados para reduzir as transições de comutação entre os níveis, melhorando a eficiência do conversor.

Tabela 2.2 – Estados das chaves e seus respectivos níveis para a configuração N2 com $k = 2$ transformadores simétricos.

V_r	$[q_{1a} q_{1b} q_{2a} q_{2b} q_{3t}]$	v_1	v_2	$v_l = v_1 + v_2$
V_{01}	[1 1 1 1 0]	ηV_0	ηV_0	$2\eta V_0$
V_{02}	[0 1 1 1 0]	$0,5\eta V_0$	ηV_0	$1,5\eta V_0$
V_{03}	[1 1 0 1 0]	ηV_0	$0,5\eta V_0$	
V_{04}	[0 0 1 1 0]	0	ηV_0	ηV_0
V_{05}	[0 1 0 1 0]	$0,5\eta V_0$	$0,5\eta V_0$	
V_{06}	[1 1 0 0 0]	ηV_0	0	
V_{07}	[0 0 0 1 0]	0	$0,5\eta V_0$	$0,5\eta V_0$
V_{08}	[0 1 0 0 0]	$0,5\eta V_0$	0	
V_{09}	[0 0 0 0 0]	0	0	0
V_{10}	[1 1 1 1 1]	0	0	
V_{11}	[0 1 1 1 1]	$-0,5\eta V_0$	0	$-0,5\eta V_0$
V_{12}	[1 1 0 1 1]	0	$-0,5\eta V_0$	
V_{13}	[0 0 1 1 1]	$-\eta V_0$	0	$-\eta V_0$
V_{14}	[0 1 0 1 1]	$-0,5\eta V_0$	$-0,5\eta V_0$	
V_{15}	[1 1 0 0 1]	0	$-\eta V_0$	
V_{16}	[0 0 0 1 1]	$-\eta V_0$	$-0,5\eta V_0$	$-1,5\eta V_0$
V_{17}	[0 1 0 0 1]	$-0,5\eta V_0$	$-\eta V_0$	
V_{18}	[0 0 0 0 1]	$-\eta V_0$	$-\eta V_0$	$-2\eta V_0$

Tabela 2.3 – Estados das chaves e seus respectivos níveis para a configuração N3 com $k = 2$ transformadores simétricos.

V_r	$[q_{1a} q_{1b} q_{2t} q_{3t}]$	v_1	v_2	$v_l = v_1 + v_2$
V_{01}	[1 1 1 0]	ηV_0	ηV_0	$2\eta V_0$
V_{02}	[0 1 1 0]	$0,5\eta V_0$	ηV_0	$1,5\eta V_0$
V_{03}	[0 0 1 0]	0	ηV_0	ηV_0
V_{04}	[1 1 0 0]	ηV_0	0	
V_{05}	[0 1 0 0]	$0,5\eta V_0$	0	$0,5\eta V_0$
V_{06}	[0 0 0 0]	0	0	0
V_{07}	[1 1 1 1]	0	0	
V_{08}	[0 1 1 1]	$-0,5\eta V_0$	0	$-0,5\eta V_0$
V_{09}	[0 0 1 1]	$-\eta V_0$	0	$-\eta V_0$
V_{10}	[1 1 0 1]	0	$-\eta V_0$	
V_{11}	[0 1 0 1]	$-0,5\eta V_0$	$-\eta V_0$	$-1,5\eta V_0$
V_{12}	[0 0 0 1]	$-\eta V_0$	$-\eta V_0$	$-2\eta V_0$

2.5.2 Cenário Assimétrico

No cenário assimétrico, todos os transformadores são dimensionados apropriadamente, um do outro, com relações de espiras mais desiguais possíveis, tendo em vista a

otimização da qualidade da forma de onda da tensão de saída (v_l). Este arranjo reduz significativamente o número de combinações de estados das chaves redundantes que gera o mesmo nível de v_l . No entanto, possibilita sintetizar na saída do conversor o número máximo de níveis igualmente espaçados de v_l .

Para tanto, os transformadores são arrançados em uma forma crescente, de tal modo que o transformador T_1 (η_1) possui a menor relação de espiras e o transformador T_k (η_k) tem a maior relação de espiras, ou seja,

$$\eta_1 < \eta_2 < \dots < \eta_{k-1} < \eta_k. \quad (2.23)$$

A relação de espiras do transformador T_1 (η_1) é definido como valor base para calcular a dos outros transformadores. Por uma questão de simplificação de notação, η_1 é feito igual a η ($\eta_1 = \eta$), que é obtida dividindo a amplitude da tensão do transformador $T_1(V_{1,max})$ no lado secundário pela tensão do barramento CC (V_0), como descrito a seguir:

$$\eta = \frac{V_{1,max}}{V_0}. \quad (2.24)$$

Para um conversor com k transformadores, a relação de espiras (η_s) de cada um deles é determinada pelo produto entre η e o fator de ganho de relação de espiras do transformador T_s (H_s), dada por:

$$\eta_s = \eta H_s \quad (2.25)$$

De maneira geral, o fator de ganho H_s é a razão entre as amplitudes das tensões de T_s ($V_{s,max}$) e $T_1(V_{1,max})$ no lado secundário, que é equivalente a razão entre η_s e η , como expresso a seguir:

$$H_s = \frac{\eta_s}{\eta} = \frac{V_{s,max}}{V_{1,max}}. \quad (2.26)$$

2.5.2.1 Configuração N1

Na configuração N1, a fim de obter o maior número possível de níveis, os fatores de ganho de relação de espiras dos transformadores T_s (H_s) devem ser escalonados em potência de três, como definido a seguir:

$$H_s = 3^{(s-1)} \quad (2.27)$$

Então, cada transformador tem uma relação de espiras $\eta_s = \eta \cdot 3^{(s-1)}$. Uma vez que, nesta topologia, o primário de todos transformadores está associado a dois braços NPC-3L, o secundário de cada um deles pode sintetizar cinco níveis com um degrau de tensão que é escalonado um do outro por uma potência de três (i.e, $\Delta v_s = 0,5\eta \cdot 3^{(s-1)}$), de modo que os níveis da tensão de saída v_l podem ter qualquer valor pertencente ao

conjunto:

$$v_l = \{-(0, 5 \cdot 3^k - 0, 5)\eta V_0, -(0, 5 \cdot 3^k - 1)\eta V_0, \dots, \\ -\eta V_0, -0, 5\eta V_0, 0, 0, 5\eta V_0, \eta V_0, \\ \dots, (0, 5 \cdot 3^k - 1)\eta V_0, (0, 5 \cdot 3^k - 0, 5)\eta V_0\}. \quad (2.28)$$

Portanto, o número máximo de níveis (N_l) produzido pela configuração N1 pode ser determinado pela seguinte expressão:

$$N_l = 2 \cdot 3^k - 1. \quad (2.29)$$

Os estados das chaves e seus respectivos níveis de tensão para a configuração N1 com $k = 2$ transformadores utilizando as relações de espiras $\eta_1 = \eta$ e $\eta_2 = 3\eta$ são mostradas na Tabela 2.4. Como pode ser visto, 17 níveis de tensão de saída podem ser alcançados combinando os níveis $(\pm\eta V_0, \pm 0, 5\eta V_0, 0)$ e $(\pm 3\eta V_0, \pm 1, 5\eta V_0, 0)$ gerados no secundário dos transformadores T_1 e T_2 , respectivamente. Nesta topologia, há $N_{sw} = 27$ combinações possíveis de estados das chaves, onde 10 são estados redundantes.

2.5.2.2 Configuração N2

A configuração N2 pode produzir cinco níveis de tensão distintos no secundário de cada transformador, pois os terminais positivo e negativo de cada transformador estão conectados a um braço NPC-3L e um braço 2L, respectivamente. Consequentemente, essa topologia pode alcançar o número máximo de níveis igualmente espaçados de v_l utilizando as mesmas relações de espiras da configuração N1, o que significa que N2 usa o fator de ganho H_s dado pela Equação (2.27). Assim, o valor dos níveis de tensão e número de níveis (N_l) gerados pela configuração N2 pode ser obtida através das Equações (2.28) e (2.29), respectivamente.

A Tabela 2.5 mostra os estados das chaves e seus respectivos níveis de tensão com $k = 2$ transformadores empregando as relações de espira $\eta_1 = \eta$ e $\eta_2 = 3\eta$. Neste cenário, 17 níveis de tensão distintos são produzidos na saída do inversor a partir de 18 combinações possíveis dos estados das chaves, onde uma é redundante no nível 0.

2.5.2.3 Configuração N3

Na configuração N3, para alcançar o número máximo de níveis uniformemente espaçados de v_l , os fatores de ganho de relação de espiras dos transformadores T_s (H_s) podem ser calculados da seguinte forma:

$$H_s = \begin{cases} 1, & \text{se } s = 1 \\ 0, 75 \cdot 2^{(s-1)}, & \text{se } s \geq 2. \end{cases} \quad (2.30)$$

Nesta estrutura, somente os terminais positivo e negativo do transformador T_1 são conectados com um braço NPC-3L e ao braço compartilhado 2L, respectivamente,

Tabela 2.4 – Estados das chaves e seus respectivos níveis para a configuração N1 com $k = 2$ transformadores assimétricos.

V_r	$[q_{1a} q_{1b} q_{2a} q_{2b} q_{3a} q_{3b}]$	v_1	v_2	$v_l = v_1 + v_2$
V_{01}	[1 1 1 1 0 0]	ηV_0	$3\eta V_0$	$4\eta V_0$
V_{02}	[0 1 1 1 0 0]	$0,5\eta V_0$	$3\eta V_0$	$3,5\eta V_0$
V_{03}	[0 0 1 1 0 0]	0	$3\eta V_0$	$3\eta V_0$
V_{04}	[1 1 0 1 0 0]	ηV_0	$1,5\eta V_0$	$2,5\eta V_0$
V_{05}	[1 1 1 1 0 1]	$0,5\eta V_0$	$1,5\eta V_0$	$2\eta V_0$
V_{06}	[0 1 0 1 0 0]	$0,5\eta V_0$	$1,5\eta V_0$	
V_{07}	[0 1 1 1 0 1]	0	$1,5\eta V_0$	$1,5\eta V_0$
V_{08}	[0 0 0 1 0 0]	0	$1,5\eta V_0$	
V_{09}	[1 1 0 0 0 0]	ηV_0	0	ηV_0
V_{10}	[0 0 1 1 0 1]	$-0,5\eta V_0$	$1,5\eta V_0$	
V_{11}	[1 1 0 1 0 1]	$0,5\eta V_0$	0	$0,5\eta V_0$
V_{12}	[0 1 0 0 0 0]	$0,5\eta V_0$	0	
V_{13}	[1 1 1 1 1 1]	0	0	0
V_{14}	[0 1 0 1 0 1]	0	0	
V_{15}	[0 0 0 0 0 0]	0	0	
V_{16}	[0 1 1 1 1 1]	$-0,5\eta V_0$	0	$-0,5\eta V_0$
V_{17}	[0 0 0 1 0 1]	$-0,5\eta V_0$	0	
V_{18}	[1 1 0 0 0 1]	$0,5\eta V_0$	$-1,5\eta V_0$	$-\eta V_0$
V_{19}	[0 0 1 1 1 1]	$-\eta V_0$	0	
V_{20}	[1 1 0 1 1 1]	0	$-1,5\eta V_0$	$-1,5\eta V_0$
V_{21}	[0 1 0 0 0 1]	0	$-1,5\eta V_0$	
V_{22}	[0 1 0 1 1 1]	$-0,5\eta V_0$	$-1,5\eta V_0$	$-2\eta V_0$
V_{23}	[0 0 0 0 0 1]	$-0,5\eta V_0$	$-1,5\eta V_0$	
V_{24}	[0 0 0 1 1 1]	$-\eta V_0$	$-1,5\eta V_0$	$-2,5\eta V_0$
V_{25}	[1 1 0 0 1 1]	0	$-3\eta V_0$	$-3\eta V_0$
V_{26}	[0 1 0 0 1 1]	$-0,5\eta V_0$	$-3\eta V_0$	$-3,5\eta V_0$
V_{27}	[0 0 0 0 1 1]	$-\eta V_0$	$-3\eta V_0$	$-4\eta V_0$

enquanto os terminais do primário dos transformadores T_2 a T_k são conectados a braços 2L. Consequentemente, o secundário do transformador T_1 sintetiza cinco níveis com um degrau de tensão $\Delta v_1 = 0,5\eta V_0$, enquanto o secundário dos transformadores T_2 a T_k gera três níveis com um degrau de tensão $\Delta v_s = 0,375\eta \cdot 2^s V_0$ (para $s > 1$). Portanto, ao combinar as tensões fornecidas na saída de cada transformador, os níveis de v_l podem assumir qualquer valor do seguinte conjunto:

$$\begin{aligned}
 v_l = \{ & -(0,75 \cdot 2^k - 0,5)\eta V_0, -(0,75 \cdot 2^k - 1)\eta V_0, \dots, \\
 & -\eta V_0, -0,5\eta V_0, 0, 0,5\eta V_0, \eta V_0, \\
 & \dots, (0,75 \cdot 2^k - 0,5)\eta V_0, (0,75 \cdot 2^k - 1)\eta V_0 \}.
 \end{aligned}
 \tag{2.31}$$

O número máximo de níveis (N_l) produzido pela configuração N3 é dado por:

$$N_l = 3 \cdot 2^k - 1.
 \tag{2.32}$$

Tabela 2.5 – Estados das chaves e seus respectivos níveis para a configuração N2 com $k = 2$ transformadores assimétricos.

V_r	$[q_{1a} q_{1b} q_{2a} q_{2b} q_{3t}]$	v_1	v_2	$v_l = v_1 + v_2$
V_{01}	$[1 1 1 1 0]$	ηV_0	$3\eta V_0$	$4\eta V_0$
V_{02}	$[0 1 1 1 0]$	$0,5\eta V_0$	$3\eta V_0$	$3,5\eta V_0$
V_{03}	$[0 0 1 1 0]$	0	$3\eta V_0$	$3\eta V_0$
V_{04}	$[1 1 0 1 0]$	ηV_0	$1,5\eta V_0$	$2,5\eta V_0$
V_{05}	$[0 1 0 1 0]$	$0,5\eta V_0$	$1,5\eta V_0$	$2\eta V_0$
V_{06}	$[0 0 0 1 0]$	0	$1,5\eta V_0$	$1,5\eta V_0$
V_{07}	$[1 1 0 0 0]$	ηV_0	0	ηV_0
V_{08}	$[0 1 0 0 0]$	$0,5\eta V_0$	0	$0,5\eta V_0$
V_{09}	$[0 0 0 0 0]$	0	0	0
V_{10}	$[1 1 1 1 1]$	0	0	
V_{11}	$[0 1 1 1 1]$	$-0,5\eta V_0$	0	$-0,5\eta V_0$
V_{12}	$[0 0 1 1 1]$	$-\eta V_0$	0	$-\eta V_0$
V_{13}	$[1 1 0 1 1]$	0	$-1,5\eta V_0$	$-1,5\eta V_0$
V_{14}	$[0 1 0 1 1]$	$-0,5\eta V_0$	$-1,5\eta V_0$	$-2\eta V_0$
V_{15}	$[0 0 0 1 1]$	$-\eta V_0$	$-1,5\eta V_0$	$-2,5\eta V_0$
V_{16}	$[1 1 0 0 1]$	0	$-3\eta V_0$	$-3\eta V_0$
V_{17}	$[0 1 0 0 1]$	$-0,5\eta V_0$	$-3\eta V_0$	$-3,5\eta V_0$
V_{18}	$[0 0 0 0 1]$	$-\eta V_0$	$-3\eta V_0$	$-4\eta V_0$

Os estados das chaves e seus respectivos níveis de tensão para a configuração N3 com $k = 2$ transformadores utilizando as relações de espiras $\eta_1 = \eta$ e $\eta_2 = 1,5\eta$ são mostradas na Tabela 2.6. Como pode ser notado, 11 níveis de tensão de saída são obtidos ao somar os níveis $(\pm\eta V_0, \pm 0,5\eta V_0, 0)$ e $(\pm 1,5\eta V_0, 0)$ sintetizados no secundário de T_1 e T_2 , respectivamente. Sob estas condições, existem $N_{sw} = 12$ combinações possíveis de estados das chaves, das quais uma é redundante no nível 0.

2.6 Técnica de Modulação

Nesta seção, uma técnica geral de modulação é apresentada para as configurações propostas. O método descrito aqui é baseado em funções de razão cíclica com o propósito de gerar uma tensão na saída do inversor, cujo componente fundamental é proporcional à tensão de referência v_l^* , que é dada por:

$$v_l^* = m_a V_{l,max} \sin(\omega t) \quad (2.33)$$

onde $m_a = V_l/V_{l,max}$ representa o índice de modulação, de modo que V_l é a amplitude da tensão de saída v_l , e (*) indica uma variável de referência.

Tabela 2.6 – Estados das chaves e seus respectivos níveis para a configuração N3 com $k = 2$ transformadores assimétricos.

V_r	$[q_{1a} q_{1b} q_{2t} q_{3t}]$	v_1	v_2	$v_l = v_1 + v_2$
V_{01}	$[1 1 1 0]$	ηV_0	$1, 5\eta V_0$	$2, 5\eta V_0$
V_{02}	$[0 1 1 0]$	$0, 5\eta V_0$	$1, 5\eta V_0$	$2\eta V_0$
V_{03}	$[0 0 1 0]$	0	$1, 5\eta V_0$	$1, 5\eta V_0$
V_{04}	$[1 1 0 0]$	ηV_0	0	ηV_0
V_{05}	$[0 1 0 0]$	$0, 5\eta V_0$	0	$0, 5\eta V_0$
V_{06}	$[0 0 0 0]$	0	0	0
V_{07}	$[1 1 1 1]$	0	0	
V_{08}	$[0 1 1 1]$	$-0, 5\eta V_0$	0	$-0, 5\eta V_0$
V_{09}	$[0 0 1 1]$	$-\eta V_0$	0	$-\eta V_0$
V_{10}	$[1 1 0 1]$	0	$-1, 5\eta V_0$	$-1, 5\eta V_0$
V_{11}	$[0 1 0 1]$	$-0, 5\eta V_0$	$-1, 5\eta V_0$	$-2\eta V_0$
V_{12}	$[0 0 0 1]$	$-\eta V_0$	$-1, 5\eta V_0$	$-2, 5\eta V_0$

Assumindo que o conversor pode produzir N_l níveis de tensão, a razão cíclica de cada chave (d_{ix}) pode ser determinada para $N_l - 1$ regiões da tensão de saída de referência v_l^* , onde cada região é delimitada pelos dois níveis de tensão mais próximos, um de maior valor e outro de menor valor, representado por $V_{r,hig}^*$ e $V_{r,low}^*$, respectivamente, de forma que $V_{r,low}^* \leq v_l^* < V_{r,hig}^*$. Os espaços de modulação unidimensional para as configurações propostas com $k = 2$ transformadores usando relações de espiras simétricas e assimétricas, onde são apresentadas as regiões de v_l^* e os estados das chaves usados para calcular d_{jx} , são mostrados nas Figuras 2.5 e 2.6, respectivamente.

Em cada região, a razão cíclica d_{jx} associada à chave q_{jx} é calculado a partir dos dois níveis de tensão mais próximos à referência v_l^* , $V_{r,hig}^*$ e $V_{r,low}^*$, e considerando o estado de q_{jx} na transição do nível $V_{r,hig}^*$ para $V_{r,low}^*$. Para tanto, os níveis de tensão $V_{r,hig}$ e $V_{r,low}$ produzidos pelos estados $[q_{1x} q_{2x} \cdots q_{k+1x}]_{hig}$ e $[q_{1x} q_{2x} \cdots q_{k+1x}]_{low}$ (se o braço j é NPC, $q_{jx} = \{q_{ja} q_{jb}\}$, caso contrário, $q_{jx} = \{q_{jt}\}$), respectivamente, são selecionados de modo que as transições $V_{r,hig}$ para $V_{r,low}$ minimize a frequência de comutação do inversor, aproveitando-se dos estados redundantes que sintetizam o mesmo nível de tensão, como indicado pelas setas nas Figuras 2.5 e 2.6. Nestas condições, se o estado de q_{jx} mudar na transição do nível $V_{r,hig}^*$ para $V_{r,low}^*$, d_{jx} é igual ao valor médio de v_l^* entre $V_{r,hig}^*$ e $V_{r,low}^*$ normalizado no intervalo de 0 a 1. Por outro lado, se o estado de q_{jx} não mudar na transição do nível $V_{r,hig}^*$ para $V_{r,low}^*$, d_{jx} é o valor do estado de q_{jx} . Portanto, para uma região onde $V_{r,low}^* \leq v_l^* < V_{r,hig}^*$ e satisfazendo a transição de $V_{r,hig}^*$ para $V_{r,low}^*$, a razão

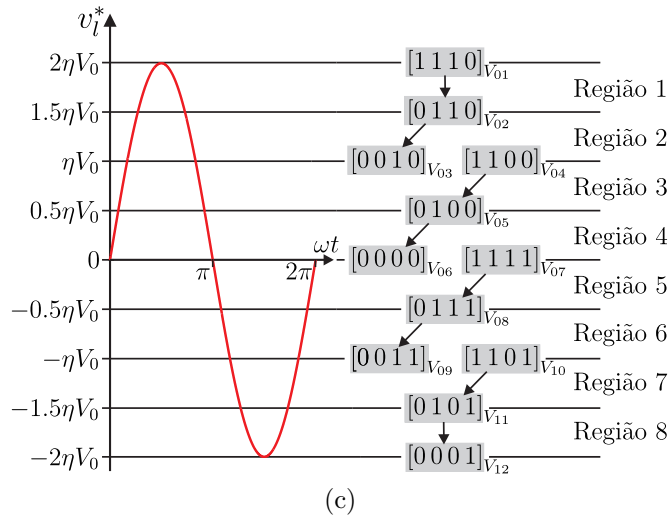
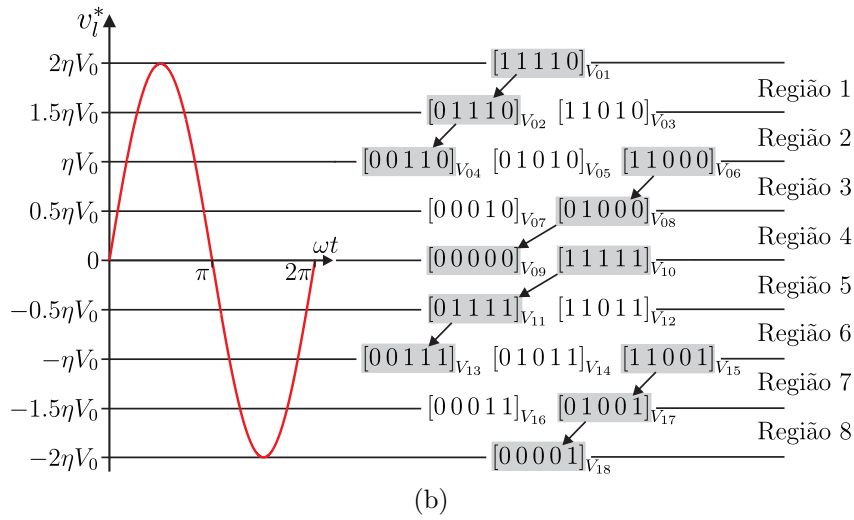
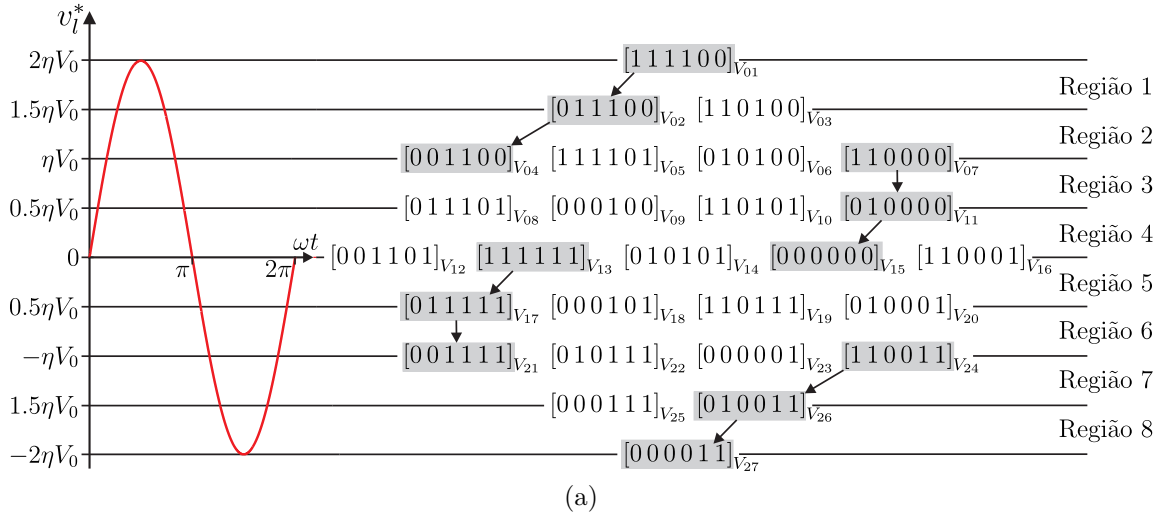


Figura 2.5 – Espaços de modulação unidimensional, onde são apresentadas as regiões de v_l^* e os estados das chaves utilizados para calcular d_{jx} para o cenário simétrico e com $k = 2$ transformadores (a) Configuração N1. (b) Configuração N2. (c) Configuração N3.

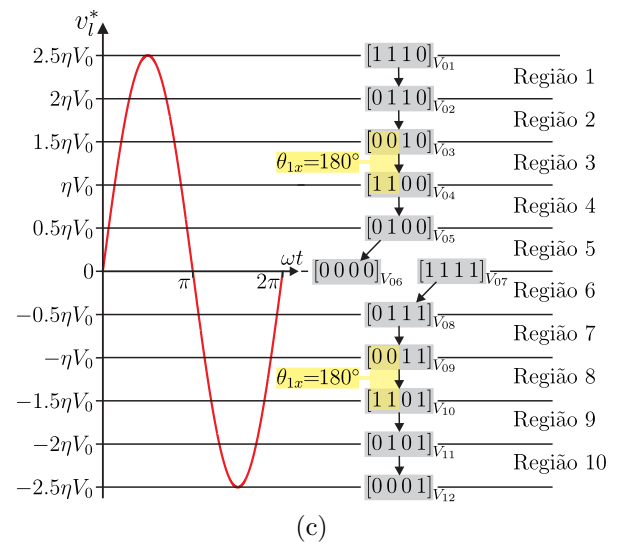
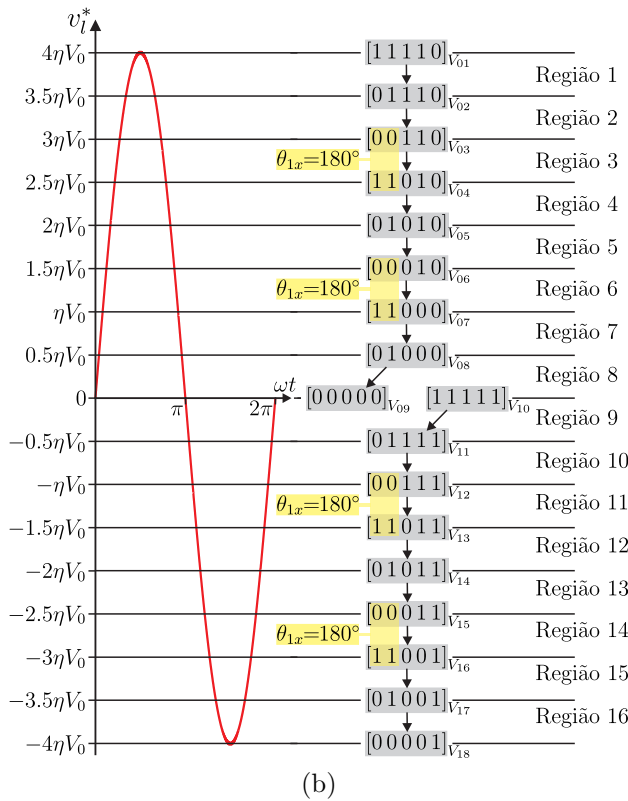
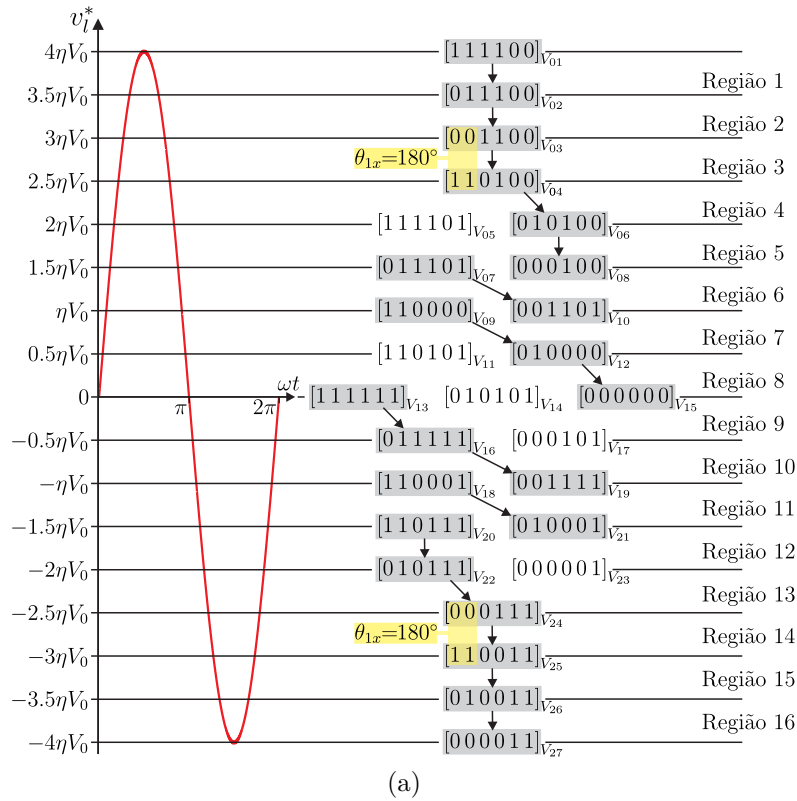


Figura 2.6 – Espaços de modulação unidimensional, onde são apresentadas as regiões de v_l^* e os estados das chaves utilizados para calcular d_{jx} para o cenário assimétrico e com $k = 2$ transformadores (a) Configuração N1. (b) Configuração N2. (c) Configuração N3.

cíclica d_{jx} pode ser definida da seguinte forma:

$$d_{jx} = \begin{cases} 1, & \text{se } q_{jx} = 1 \rightarrow q_{jx} = 1 \\ \frac{v_l^* - V_{r,low}^*}{V_{r,hig}^* - V_{r,low}^*}, & \text{se } q_{jx} = 1 \rightarrow q_{jx} = 0 \\ 0, & \text{se } q_{jx} = 0 \rightarrow q_{jx} = 0 \\ \frac{V_{r,hig}^* - v_l^*}{V_{r,hig}^* - V_{r,low}^*}, & \text{se } q_{jx} = 0 \rightarrow q_{jx} = 1 \end{cases} \quad \text{para } V_{l,low}^* \leq v_l^* < V_{l,hig}^*. \quad (2.34)$$

Os sinais de gatilhamento das chaves q_{jx} são obtidos a partir da comparação entre as razões cíclicas d_{jx} e uma portadora triangular com fase θ_{jx} igual a 0° ou 180° . A portadora com fase $\theta_{ix} = 180^\circ$ é comparada apenas as razões cíclicas associadas às chaves q_{ix} que comutam de 0 para 1 (ou 1 a 0) na transição de $V_{r,hig}$ para $V_{r,low}$, se, na mesma transição entre níveis, houverem outras chaves q_{jx} que comutam de 1 para 0 (ou 0 para 1). Fora deste cenário, a portadora com fase $\theta_{jx} = 0^\circ$ é sempre utilizada. Assim sendo, considerando $j \neq g$, a fase θ_{jx} da portadora associada à chave q_{jx} é obtida conforme a seguinte expressão:

$$\theta_{jx} = \begin{cases} 180^\circ, & \text{se } q_{jx} = 0 \rightarrow q_{jx} = 1, \text{ enquanto} \\ & q_{gx} = 1 \rightarrow q_{gx} = 0 \text{ (ou vice versa)} \\ 0^\circ, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (2.35)$$

2.6.1 Cenário Simétrico

No cenário simétrico, as configurações N1, N2 e N3 com $k = 2$ transformadores podem sintetizar $N_l = 9$ níveis de tensão de saída. Sendo assim, na configuração N1, as razões cíclicas d_{1a} , d_{1b} , d_{2a} , d_{2b} , d_{3a} e d_{3b} referentes às chaves $[q_{1a} q_{1b} q_{2a} q_{2b} q_{3a} q_{3b}]$ são determinadas para oito regiões, representados por 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7 e 8, nas quais v_l^* está entre os intervalos de níveis $[2\eta V_0^*, 1, 5\eta V_0^*)$, $[1, 5\eta V_0^*, 1\eta V_0^*)$, ..., $[0, 5\eta V_0^*, 0)$, $[0, -0, 5\eta V_0^*)$, ..., $[-1\eta V_0^*, -1, 5\eta V_0^*)$ and $[-1, 5\eta V_0^*, -2\eta V_0^*)$, como mostrado na Figura 2.5a. Da mesma forma, as razões cíclicas da configuração N2, d_{1a} , d_{1b} , d_{2a} , d_{2b} e d_{3t} , e da configuração N3, d_{1a} , d_{1b} , d_{2t} e d_{3t} , também são obtidos para estas oito regiões de v_l^* , como mostrado nas Figuras 2.5b e 2.5c, respectivamente.

Para exemplificar a metodologia para razões cíclicas d_{jx} , considere a região 1 da configuração N1, onde $1, 5\eta V_0^* \leq v_l^* < 2\eta V_0^*$, mostrada na Figura 2.5a. Nesta região, os estados $[111100]$ e $[011100]$ são usados para produzir os níveis V_{01}^* ($= 2\eta V_0^*$) e V_{02}^* ($= 1, 5\eta V_0^*$), respectivamente, a fim de minimizar o número de comutações na transição de

V_{01}^* para V_{02}^* . Como o estado de q_{1a} comuta de 1 para 0 na transição V_{01}^* para V_{02}^* , de acordo com a segunda condição da expressão (2.34), a razão cíclica d_{1a} pode ser determinada por:

$$d_{1a} = \frac{2v_l^*}{\eta} - 3. \quad (2.36)$$

Os estados q_{1b} , q_{2a} e q_{2b} não mudam na transição de V_{01}^* para V_{02}^* e são mantidos em 1. Assim, utilizando a primeira condição da expressão (2.34), as razões cíclicas d_{1b} , d_{2a} e d_{2b} são descritas de acordo com a seguinte equação:

$$d_{1b} = 1 \quad (2.37)$$

$$d_{2a} = 1 \quad (2.38)$$

$$d_{2b} = 1. \quad (2.39)$$

Na transição de V_{01}^* para V_{02}^* , os estados q_{3a} e q_{3b} não mudam e são mantidos em 0, satisfazendo a terceira condição da expressão (2.34). Desse modo, as razões cíclicas d_{3a} e d_{3b} podem ser expressas por:

$$d_{3a} = 0 \quad (2.40)$$

$$d_{3b} = 0. \quad (2.41)$$

Nesta região, uma vez que não há chaves q_{jx} que comutam de 0 para 1, enquanto as outras comutam de 1 para 0, as razões cíclicas são comparadas a uma portadora com fase $\theta_{jx} = 0^\circ$. Na Tabela 2.7 são mostradas as razões cíclicas d_{jx} das configurações N1, N2 e N3 com $k = 2$ transformadores para todas as oito regiões de v_l , que são calculadas adotando uma sequência de estados com o menor número de comutações, conforme indicado pelas setas nas Figuras 2.5a, 2.5b e 2.5c, respectivamente. Neste cenário, em todas as regiões de v_l^* , as razões cíclicas são comparadas a uma portadora com fase $\theta_{jx} = 0^\circ$.

Ao adotar essa sequência de comutação, nas configurações propostas, cada nível de tensão é obtido usando um padrão equivalente dos estados das chaves para comandar os braços 1, 2 e 3. Isso faz com que, nas três topologias, cada braço gere a mesma tensão de polo (v_{j0}) para um determinado nível, de modo que as mesmas tensões dos transformadores no lado secundário (v_s) e tensão de saída (v_l) são geradas (como pode ser visto mais adiante nas Figuras 2.9, 2.10 e 2.11). Por exemplo, para sintetizar o nível 1, $5\eta V_0^*$ na saída das configurações N1, N2 e N3, são usados os estados $[0\ 1\ 1\ 1\ 0\ 0]$, $[0\ 1\ 1\ 1\ 0]$, $[0\ 1\ 1\ 0]$, respectivamente. Neste cenário, o transformador T_1 fornece $0, 5\eta V_0^*$ e o transformador T_2 fornece ηV_0^* nas três configurações, um vez que que, em todas elas, os braços 1, 2 e 3 são comandados para produzir 0 ($q_{1a} = 0$ e $q_{1b} = 1$), $0, 5V_0^*$ ($q_{2t} = q_{2a} = q_{2b} = 1$) e $-0, 5V_0^*$ ($q_{3t} = q_{3a} = q_{3b} = 0$), respectivamente. Cada braço também opera com o mesmo fluxo de corrente nas configurações N1, N2 e N3 em condições de carga iguais, visto que o padrão equivalente dos estados das chaves fornece um caminho de corrente que constitui o mesmo circuito equivalente para as topologias propostas.

Tabela 2.7 – Razões cíclicas d_{jx} das configurações N1, N2 e N3 com $k = 2$ transformadores simétricos para as oito regiões de v_l .

Região	$V_{l,u}^* \leq v_l^* < V_{l,u+1}^*$	Transição	q_{jx}	d_{jx}
1	$1, 5\eta V_0^* \leq v_l^*$	$V_{01} \rightarrow V_{02}$ (N1),	$q_{1a} = 1 \rightarrow q_{1a} = 0$	$d_{1a} = 2v_l^*/\eta V_0^* - 3$
		$V_{01} \rightarrow V_{02}$ (N2)	$q_{1b} = 1 \rightarrow q_{1b} = 1$	$d_{1b} = 1$
		ou	$q_{2x} = 1 \rightarrow q_{2x} = 1$	$d_{2x} = 1$
		$V_{01} \rightarrow V_{02}$ (N3)	$q_{3x} = 0 \rightarrow q_{3x} = 0$	$d_{3x} = 0$
2	$\eta V_0^* \leq v_l^* < 1, 5\eta V_0^*$	$V_{02} \rightarrow V_{04}$ (N1),	$q_{1a} = 0 \rightarrow q_{1a} = 0$	$d_{1a} = 0$
		$V_{02} \rightarrow V_{04}$ (N2)	$q_{1b} = 1 \rightarrow q_{1b} = 0$	$d_{2a} = 2v_l^*/\eta V_0^* - 2$
		ou	$q_{2x} = 1 \rightarrow q_{2x} = 1$	$d_{2x} = 1$
		$V_{02} \rightarrow V_{03}$ (N3)	$q_{3x} = 0 \rightarrow q_{3x} = 0$	$d_{3x} = 0$
3	$0, 5\eta V_0^* \leq v_l^* < \eta V_0^*$	$V_{07} \rightarrow V_{11}$ (N1),	$q_{1a} = 1 \rightarrow q_{1a} = 0$	$d_{1a} = 2v_l^*/\eta V_0^* - 1$
		$V_{06} \rightarrow V_{08}$ (N2)	$q_{1b} = 1 \rightarrow q_{1b} = 1$	$d_{1b} = 1$
		ou	$q_{2x} = 0 \rightarrow q_{2x} = 0$	$d_{2x} = 0$
		$V_{04} \rightarrow V_{05}$ (N3)	$q_{3x} = 0 \rightarrow q_{3x} = 0$	$d_{3x} = 0$
4	$0 \leq v_l^* < 0, 5\eta V_0^*$	$V_{11} \rightarrow V_{15}$ (N1),	$q_{1a} = 0 \rightarrow q_{1a} = 0$	$d_{1a} = 0$
		$V_{08} \rightarrow V_{09}$ (N2)	$q_{1b} = 1 \rightarrow q_{1b} = 0$	$d_{1b} = 2v_l^*/\eta V_0^*$
		ou	$q_{2x} = 0 \rightarrow q_{2x} = 0$	$d_{2x} = 0$
		$V_{05} \rightarrow V_{06}$ (N3)	$q_{3x} = 0 \rightarrow q_{3x} = 0$	$d_{3x} = 0$
5	$-0, 5\eta V_0^* \leq v_l^* < 0$	$V_{13} \rightarrow V_{17}$ (N1),	$q_{1a} = 1 \rightarrow q_{1a} = 0$	$d_{1a} = 2v_l^*/\eta V_0^* + 1$
		$V_{10} \rightarrow V_{11}$ (N2)	$q_{1b} = 1 \rightarrow q_{1b} = 1$	$d_{1b} = 1$
		ou	$q_{2x} = 1 \rightarrow q_{2x} = 1$	$d_{2x} = 1$
		$V_{06} \rightarrow V_{07}$ (N3)	$q_{3x} = 1 \rightarrow q_{3x} = 1$	$d_{3x} = 1$
6	$-\eta V_0^* \leq v_l^* < -0, 5\eta V_0^*$	$V_{17} \rightarrow V_{21}$ (N1),	$q_{1a} = 0 \rightarrow q_{1a} = 0$	$d_{1a} = 0$
		$V_{11} \rightarrow V_{13}$ (N2)	$q_{1b} = 1 \rightarrow q_{1b} = 0$	$d_{2a} = 2v_l^*/\eta V_0^* + 2$
		ou	$q_{2x} = 1 \rightarrow q_{2x} = 1$	$d_{2x} = 1$
		$V_{08} \rightarrow V_{09}$ (N3)	$q_{3x} = 1 \rightarrow q_{3x} = 1$	$d_{3x} = 1$
7	$-1, 5\eta V_0^* \leq v_l^* < -\eta V_0^*$	$V_{24} \rightarrow V_{26}$ (N1),	$q_{1a} = 1 \rightarrow q_{1a} = 0$	$d_{1a} = 2v_l^*/\eta V_0^* + 3$
		$V_{15} \rightarrow V_{17}$ (N2)	$q_{1b} = 1 \rightarrow q_{1b} = 1$	$d_{1b} = 1$
		ou	$q_{2x} = 0 \rightarrow q_{2x} = 0$	$d_{2x} = 0$
		$V_{10} \rightarrow V_{11}$ (N3)	$q_{3x} = 1 \rightarrow q_{3x} = 1$	$d_{3x} = 1$
8	$v_l^* < -1, 5\eta V_0^*$	$V_{26} \rightarrow V_{27}$ (N1),	$q_{1a} = 0 \rightarrow q_{1a} = 0$	$d_{1a} = 0$
		$V_{17} \rightarrow V_{18}$ (N2)	$q_{1b} = 1 \rightarrow q_{1b} = 0$	$d_{1b} = 2v_l^*/\eta V_0^* + 4$
		ou	$q_{2x} = 0 \rightarrow q_{2x} = 0$	$d_{2x} = 0$
		$V_{11} \rightarrow V_{12}$ (N3)	$q_{3x} = 1 \rightarrow q_{3x} = 1$	$d_{3x} = 1$

Além disso, nas configurações N1 e N2, todos os braços NPC-3L, exceto o correspondente ao braço 1, são comandados para operar como um braço 2L (i.e., não produzem o nível 0), de modo que não há fluxo de corrente através dos diodos de grampeamento no ponto neutro. Isso ocorre porque esses braços são comandados com apenas $[q_{ja} \ q_{jb}] = [0 \ 0]$

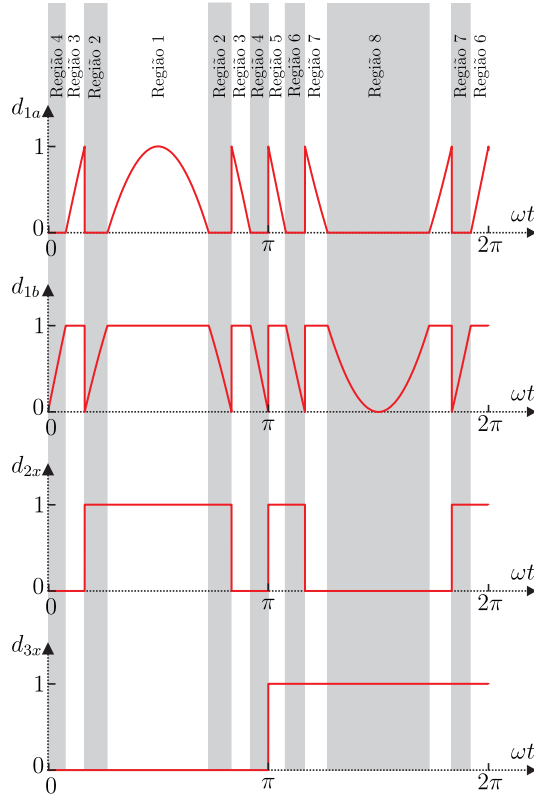


Figura 2.7 – Formas de onda das razões cíclicas d_{jx} para as configurações propostas com $k = 2$ transformadores e operando no cenário simétrica.

ou $[q_{ja} \ q_{jb}] = [1 \ 1]$, como mostrado na Figura 2.5. Neste caso, os braços 2 e 3 das configurações N1 e N2, incluindo aquelas que são braços NPC-3L, geram apenas dois níveis, assim como os da configuração N3. Portanto, como eles têm o mesmo fluxo de tensão e corrente devido à técnica de modulação adotada, as topologias propostas operam de maneira equivalente.

Para ilustrar o resultado do uso da Tabela 2.7, as formas de onda das razões cíclicas d_{jx} para as configurações propostas são mostradas na Figura 2.7. Como pode ser visto, no braço 1, a razão cíclica d_{1a} corresponde ao valor médio normalizado de v_l^* nas regiões 1, 3, 5, 7, enquanto a razão cíclica d_{1b} assume valor médio normalizado de v_l^* nas regiões 2, 4, 6, 8. As razões cíclicas d_{2x} no braço 2, tal qual a razão cíclica d_{3x} no braço 3, são sempre grampeados em 0 ou 1, o que significa que ambos os braços operam apenas com os níveis $-0,5V_0$ e $0,5V_0$. A vantagem dessa estratégia de modulação é que apenas o braço 1 dos conversores propostos operam em alta frequência, enquanto os braços 2 a $k+1$ operam em baixa frequência. Além disso, todos os níveis de tensão podem ser alcançados comutando apenas uma chave, como indicado pelas setas nas Figuras 2.5a, 2.5b e 2.5c. Isso melhora a eficiência do conversor e possibilita a utilização de dispositivos de comutação lenta, que pode reduzir o custo do sistema. Nas configurações N1 e N2, utilizando outro critério para escolher os estados das chaves, é possível utilizar outro braço NPC 3L, além do braço 1, operando com todos os níveis (ou seja, sintetizando os níveis $-0,5V_0$, 0 e

$0,5V_0$), o que poderia melhorar o conteúdo harmônico da tensão de saída. Entretanto, isso aumentaria a frequência de chaveamento dos braços, incrementando as perdas dos conversores e forçando a utilização de dispositivos de comutação rápida, que tendem a ser mais caros.

2.6.2 Cenário Assimétrico

2.6.2.1 Configuração N1

A configuração N1 com $k = 2$ transformadores assimétricos pode sintetizar 17 níveis de tensão diferentes. Dessa forma, as razões cíclicas d_{jx} e fases das portadoras θ_{jx} podem ser determinados para 16 regiões nas quais a tensão de saída de referência v_l^* está entre os intervalos de níveis $[4\eta V_0^*, 3,5\eta V_0^*)$, $[3,5\eta V_0^*, 3\eta V_0^*)$, ..., $[0,5\eta V_0^*, 0)$, $[0, -0,5\eta V_0^*)$, ..., $[-3\eta V_0^*, -3,5\eta V_0^*)$ e $[-3,5\eta V_0^*, -4\eta V_0^*)$, como mostrado Figura 2.7.

Por exemplo, considere a região 3, onde $2,5\eta V_0^* \leq v_l^* < 3\eta V_0^*$, como mostrado na Figura 2.7. Nesta região, não existem estados redundantes que podem ser utilizados para minimizar o número de comutações dos interruptores na transição de $3\eta V_0^*$ para $2,5\eta V_0^*$, havendo apenas os níveis $V_{03} (= 3\eta V_0^*)$ e $V_{04} (= 2,5\eta V_0^*)$ produzidos pelos estados $[001100]$ e $[110100]$, respectivamente. Na transição do nível V_{03} para V_{04} , os estados de q_{1a} e q_{1b} mudam de 1 para 0. Assim, a partir da quarta condição da expressão (2.34), as razões cíclicas d_{1a} e d_{1b} podem ser calculadas por

$$d_{1a} = -\frac{2v_l^*}{\eta} + 6 \quad (2.42)$$

$$d_{1b} = -\frac{2v_l^*}{\eta} + 6 \quad (2.43)$$

Por outro lado, o estado de q_{2a} muda de 1 para 0 na transição do nível V_{03} para V_{04} . Então, usando a segunda condição da expressão (2.34), a razão cíclica d_{2a} pode ser escrita como

$$d_{2a} = \frac{2v_l^*}{\eta} - 5. \quad (2.44)$$

Na transição do nível V_{03} para V_{04} , uma vez que o estado de q_{1b} é mantido em 1, satisfazendo a primeira condição da expressão (2.34), e os estados de q_{3a} e q_{3b} são mantidos em 0, levando em consideração a terceira condição da expressão (2.34), as razões cíclicas d_{2b} , d_{3a} e d_{3b} são expressas por

$$d_{2b} = 1 \quad (2.45)$$

$$d_{3a} = 0 \quad (2.46)$$

$$d_{3b} = 0. \quad (2.47)$$

Nesta região, apenas as razões cíclicas d_{1a} e d_{2a} são comparadas a uma operadora com a fase $\theta_{jx} = 180^\circ$, de acordo com (2.35), pois as chaves q_{1a} e q_{1b} comutam de 0 a 1, enquanto a chave q_{2a} comuta de 1 a 0. As outras razões cíclicas são comparadas a uma portadora com fase $\theta_{jx} = 0^\circ$.

Adoptando a mesma metodologia e considerando a sequência de estados com o menor número de comutações apontada pelas setas na Figura 2.7, as razões cíclicas (d_{jx}) e fases das portadoras (θ_{jx}) para todas as regiões de v_l^* são obtidas de acordo com a Tabela 2.8. Como pode ser visto, além da região 3, na região 14, as razões cíclicas d_{1a} e d_{2a} também são comparadas a uma portadora com fase $\theta_{jx} = 180^\circ$. Em todas as outras regiões, as razões cíclicas são comparadas a uma portadora com a fase $\theta_{jx} = 0^\circ$.

2.6.2.2 Configuração N2

A configuração N2 com $k = 2$ transformadores assimétricos também gera $N_l = 17$ níveis de tensão. Assim sendo, as razões cíclicas d_{jx} bem como as fases das portadoras θ_{jx} podem ser calculadas para 16 regiões de v_l^* , como mostrado na Figura 2.6a. Na Tabela 2.9 é apresentada d_{jx} e θ_{jx} para todas as regiões de v_l^* . Neste caso, ao contrário da configuração N1, apenas as regiões 8 e 9 podem ser usadas para minimizar o número de comutações. Para realizar isso, na região 8, é considerada a transição do nível V_{08} para V_{09} , enquanto a transição do nível V_{10} para V_{11} é adotada na região 9. Além disso, nesta topologia, há quatro regiões, 3, 6, 11 e 14, nas quais as razões cíclicas d_{1a} e d_{2a} são comparadas a uma portadora com fase $\theta_{jx} = 180^\circ$, enquanto as razões cíclicas restantes são comparadas a uma portadora com fase $\theta_{jx} = 0^\circ$.

2.6.2.3 Configuração N3

A configuração 3 com $k = 2$ transformadores assimétricos produz $N_l = 11$ níveis diferentes. Então, as razões cíclicas d_{jx} e as fases das portadoras θ_{jx} são obtidos para 10 regiões nas quais v_l^* está entre os intervalos de níveis $[2, 5\eta V_0^*, 2\eta V_0^*)$, $[2\eta V_0^*, 1, 5\eta V_0^*)$, ..., $[0, 5\eta V_0^*, 0)$, $[0, -0, 5\eta V_0^*)$, ..., $[-1, 5\eta V_0^*, -2\eta V_0^*)$ e $[-2\eta V_0^*, -2, 5\eta V_0^*)$, como mostrado Figura 2.6b. Na Tabela 2.10 é as razões cíclicas d_{jx} e as fases das portadoras θ_{jx} para todas as regiões de v_l^* . Nesta estrutura, as regiões 8 e 9 são usadas para minimizar o número de comutações, de forma que as transições de V_{05} para V_{06} e V_{07} para V_{08} são consideradas, respectivamente. Além disso, nas regiões 11 e 14, as razões cíclicas d_{1a} e d_{2a} são comparadas a uma portadora com fase $\theta_{jx} = 180^\circ$, enquanto uma fase $\theta_{jx} = 0^\circ$ é usada nas razões cíclicas d_{2t} e d_{3t} .

Tabela 2.8 – Razões cíclicas d_{jx} e fase das portadoras θ_{jx} da configuração N1 com $k = 2$ transformadores assimétricos para 16 regiões de v_l^* .

Região	$V_{r,hig}^* \leq v_l^* < V_{r,low}^*$	Transição	d_{1a}	d_{1b}	d_{2a}	d_{2b}	d_{3a}	d_{3b}	θ_{1a}	θ_{1b}	θ_{2a}	θ_{2b}	θ_{3a}	θ_{3b}
1	$3, 5\eta V_0^* \leq v_l^*$	$V_{01} \rightarrow V_{02}$	$2v_l^*/\eta V_0^* - 7$	1	1	1	0	0	0°	0°	0°	0°	0°	0°
2	$3\eta V_0^* \leq v_l^* < 3, 5\eta V_0^*$	$V_{02} \rightarrow V_{03}$	0	$2v_l^*/\eta V_0^* - 6$	1	1	0	0	0°	0°	0°	0°	0°	0°
3	$2, 5\eta V_0^* \leq v_l^* < 3\eta V_0^*$	$V_{03} \rightarrow V_{04}$	$-2v_l^*/\eta V_0^* + 6$	$-2v_l^*/\eta V_0^* + 6$	$2v_l^*/\eta V_0^* - 5$	1	0	0	180°	180°	0°	0°	0°	0°
4	$2\eta V_0^* \leq v_l^* < 2, 5\eta V_0^*$	$V_{04} \rightarrow V_{06}$	$2v_l^*/\eta V_0^* - 4$	1	0	1	0	0	0°	0°	0°	0°	0°	0°
5	$1, 5\eta V_0^* \leq v_l^* < 2\eta V_0^*$	$V_{06} \rightarrow V_{08}$	0	$2v_l^*/\eta V_0^* - 3$	0	1	0	0	0°	0°	0°	0°	0°	0°
6	$\eta V_0^* \leq v_l^* < 1, 5\eta V_0^*$	$V_{07} \rightarrow V_{10}$	0	$2v_l^*/\eta V_0^* - 2$	1	1	0	1	0°	0°	0°	0°	0°	0°
7	$0, 5\eta V_0^* \leq v_l^* < \eta V_0^*$	$V_{09} \rightarrow V_{12}$	$2v_l^*/\eta V_0^* - 1$	1	0	0	0	0	0°	0°	0°	0°	0°	0°
8	$0 \leq v_l^* < 0, 5\eta V_0^*$	$V_{12} \rightarrow V_{15}$	0	$2v_l^*/\eta V_0^*$	0	0	0	0	0°	0°	0°	0°	0°	0°
9	$-0, 5\eta V_0^* \leq v_l^* < 0$	$V_{13} \rightarrow V_{16}$	$2v_l^*/\eta V_0^* + 1$	1	1	1	1	1	180°	180°	0°	0°	0°	0°
10	$-\eta V_0^* \leq v_l^* < -0, 5\eta V_0^*$	$V_{16} \rightarrow V_{19}$	0	$2v_l^*/\eta V_0^* + 2$	1	1	1	1	180°	180°	0°	0°	0°	0°
11	$-1, 5\eta V_0^* \leq v_l^* < -\eta V_0^*$	$V_{18} \rightarrow V_{21}$	$2v_l^*/\eta V_0^* + 3$	1	0	0	0	1	0°	0°	0°	0°	0°	0°
12	$-2\eta V_0^* \leq v_l^* < -1, 5\eta V_0^*$	$V_{20} \rightarrow V_{22}$	$2v_l^*/\eta V_0^* + 4$	1	0	1	1	1	0°	0°	0°	0°	0°	0°
13	$-2, 5\eta V_0^* \leq v_l^* < -2\eta V_0^*$	$V_{22} \rightarrow V_{24}$	0	$2v_l^*/\eta V_0^* + 4$	0	1	1	1	0°	0°	0°	0°	0°	0°
14	$-3\eta V_0^* \leq v_l^* < -2, 5\eta V_0^*$	$V_{24} \rightarrow V_{25}$	$-2v_l^*/\eta V_0^* - 5$	$-2v_l^*/\eta V_0^* - 5$	0	$2v_l^*/\eta V_0^* + 6$	1	1	180°	180°	0°	0°	0°	0°
15	$-3, 5\eta V_0^* \leq v_l^* < -3\eta V_0^*$	$V_{25} \rightarrow V_{26}$	$2v_l^*/\eta V_0^* + 7$	1	0	0	1	1	0°	0°	0°	0°	0°	0°
16	$-\eta V_0^* \leq v_l^* < -3, 5\eta V_0^*$	$V_{26} \rightarrow V_{27}$	0	$2v_l^*/\eta V_0^* + 8$	0	0	1	1	0°	0°	0°	0°	0°	0°

Tabela 2.9 – Razões cíclicas d_{jx} e fase das portadoras θ_{jx} da configuração N2 com $k = 2$ transformadores assimétricos para 16 regiões de v_l^* .

Região	$V_{r,hig}^* \leq v_l^* < V_{r,low}^*$	Transição	d_{1a}	d_{1b}	d_{2a}	d_{2b}	d_{3t}	θ_{1a}	θ_{1b}	θ_{2a}	θ_{2b}	θ_{3t}
1	$3, 5\eta V_0^* \leq v_l^*$	$V_{01} \rightarrow V_{02}$	$2v_l^*/\eta V_0^* - 7$	1	1	1	0	0°	0°	0°	0°	0°
2	$3\eta V_0^* \leq v_l^* < 3, 5\eta V_0^*$	$V_{02} \rightarrow V_{03}$	0	$2v_l^*/\eta V_0^* - 6$	1	1	0	0°	0°	0°	0°	0°
3	$2, 5\eta V_0^* \leq v_l^* < 3\eta V_0^*$	$V_{03} \rightarrow V_{04}$	$-2v_l^*/\eta V_0^* + 6$	$-2v_l^*/\eta V_0^* + 6$	$2v_l^*/\eta V_0^* - 5$	1	0	180°	180°	0°	0°	0°
4	$2\eta V_0^* \leq v_l^* < 2, 5\eta V_0^*$	$V_{04} \rightarrow V_{05}$	$2v_l^*/\eta V_0^* - 4$	1	0	1	0	0°	0°	0°	0°	0°
5	$1, 5\eta V_0^* \leq v_l^* < 2\eta V_0^*$	$V_{05} \rightarrow V_{06}$	0	$2v_l^*/\eta V_0^* - 3$	0	1	0	0°	0°	0°	0°	0°
6	$\eta V_0^* \leq v_l^* < 1, 5\eta V_0^*$	$V_{06} \rightarrow V_{07}$	$-2v_l^*/\eta V_0^* + 3$	$-2v_l^*/\eta V_0^* + 3$	0	$2v_l^*/\eta V_0^* - 2$	0	180°	180°	0°	0°	0°
7	$0, 5\eta V_0^* \leq v_l^* < \eta V_0^*$	$V_{07} \rightarrow V_{08}$	$2v_l^*/\eta V_0^* - 1$	1	0	0	0	0°	0°	0°	0°	0°
8	$0 \leq v_l^* < 0, 5\eta V_0^*$	$V_{08} \rightarrow V_{09}$	0	$2v_l^*/\eta V_0^*$	0	0	0	0°	0°	0°	0°	0°
9	$-0, 5\eta V_0^* \leq v_l^* < 0$	$V_{10} \rightarrow V_{11}$	$2v_l^*/\eta V_0^* + 1$	1	1	1	1	0°	0°	0°	0°	0°
10	$-\eta V_0^* \leq v_l^* < -0, 5\eta V_0^*$	$V_{11} \rightarrow V_{12}$	0	$2v_l^*/\eta V_0^* + 2$	1	1	1	0°	0°	0°	0°	0°
11	$-1, 5\eta V_0^* \leq v_l^* < -\eta V_0^*$	$V_{12} \rightarrow V_{13}$	$-2v_l^*/\eta V_0^* - 2$	$-2v_l^*/\eta V_0^* - 2$	$2v_l^*/\eta V_0^* + 3$	1	1	180°	180°	0°	0°	0°
12	$-2\eta V_0^* \leq v_l^* < -1, 5\eta V_0^*$	$V_{13} \rightarrow V_{14}$	$2v_l^*/\eta V_0^* + 4$	1	0	1	1	0°	0°	0°	0°	0°
13	$-2, 5\eta V_0^* \leq v_l^* < -2\eta V_0^*$	$V_{14} \rightarrow V_{15}$	0	$2v_l^*/\eta V_0^* + 4$	0	1	1	0°	0°	0°	0°	0°
14	$-3\eta V_0^* \leq v_l^* < -2, 5\eta V_0^*$	$V_{15} \rightarrow V_{16}$	$-2v_l^*/\eta V_0^* - 5$	$-2v_l^*/\eta V_0^* - 5$	0	$2v_l^*/\eta V_0^* + 6$	1	180°	180°	0°	0°	0°
15	$-3, 5\eta V_0^* \leq v_l^* < -3\eta V_0^*$	$V_{16} \rightarrow V_{17}$	$2v_l^*/\eta V_0^* + 7$	1	0	0	1	0°	0°	0°	0°	0°
16	$-\eta V_0^* \leq v_l^* < -3, 5\eta V_0^*$	$V_{17} \rightarrow V_{18}$	0	$2v_l^*/\eta V_0^* + 8$	0	0	1	0°	0°	0°	0°	0°

Tabela 2.10 – Razões cíclicas d_{jx} e fase das portadoras θ_{jx} da configuração N3 com $k = 2$ transformadores assimétricos para 10 regiões de v_l^* .

Região	$V_{r,high}^* \leq v_l^* < V_{r,low}^*$	Transição	d_{1a}	d_{1b}	d_{2t}	d_{3t}	θ_{1a}	θ_{1b}	θ_{2t}	θ_{3t}
1	$2\eta V_0^* \leq v_l^*$	$V_{01} \rightarrow V_{02}$	$2v_l^*/\eta V_0^* - 4$	1	0	0	0°	0°	0°	0°
2	$1,5\eta V_0^* \leq v_l^* < 2\eta V_0^*$	$V_{02} \rightarrow V_{03}$	0	$2v_l^*/\eta V_0^* - 3$	0	0	0°	0°	0°	0°
3	$\eta V_0^* \leq v_l^* < 1,5\eta V_0^*$	$V_{03} \rightarrow V_{04}$	$-2v_l^*/\eta V_0^* + 3$	$-2v_l^*/\eta V_0^* + 3$	$2v_l^*/\eta V_0^* - 2$	0	180°	180°	0°	0°
4	$0,5\eta V_0^* \leq v_l^* < \eta V_0^*$	$V_{04} \rightarrow V_{05}$	$2v_l^*/\eta V_0^* - 1$	1	0	0	0°	0°	0°	0°
5	$0 \leq v_l^* < 0,5\eta V_0^*$	$V_{05} \rightarrow V_{06}$	0	$2v_l^*/\eta V_0^*$	0	0	0°	0°	0°	0°
6	$-0,5\eta V_0^* \leq v_l^* < 0$	$V_{07} \rightarrow V_{08}$	$2v_l^*/\eta V_0^* + 1$	1	1	1	0°	0°	0°	0°
7	$-\eta V_0^* \leq v_l^* < -0,5\eta V_0^*$	$V_{08} \rightarrow V_{09}$	0	$2v_l^*/\eta V_0^* + 2$	1	1	0°	0°	0°	0°
8	$-1,5\eta V_0^* \leq v_l^* < -\eta V_0^*$	$V_{09} \rightarrow V_{10}$	$-2v_l^*/\eta V_0^* - 2$	$-2v_l^*/\eta V_0^* - 2$	$2v_l^*/\eta V_0^* + 3$	1	180°	180°	0°	0°
9	$-2\eta V_0^* \leq v_l^* < -1,5\eta V_0^*$	$V_{10} \rightarrow V_{11}$	$2v_l^*/\eta V_0^* + 4$	1	0	1	0°	0°	0°	0°
10	$v_l^* < -2\eta V_0^*$	$V_{11} \rightarrow V_{12}$	0	$2v_l^*/\eta V_0^* + 4$	0	1	0°	0°	0°	0°

2.7 Resultados de Simulação

As configurações propostas com $k = 2$ transformadores foram avaliadas através de simulação nos modos de operação estacionário e transitório, empregando uma tensão de barramento CC $V_0 = 311$ V, índice de modulação $m_a = 0,95$, frequência de chaveamento $f_{sw} = 10$ kHz. As relações de espiras e as especificações dos transformadores são mostradas nas Tabelas 2.11 e 2.12, respectivamente. O modelo desses transformadores é ilustrado na Figura 2.8. Neste contexto, dois perfis de cargas resistiva-indutiva de resistência R_l , indutância L_l , potência aparente da carga S_l e fator de potência FP foram considerados, uma altamente resistiva e uma altamente indutiva, são eles: o perfil da carga R - $R_l = 30$ Ω , $L_l = 7$ mH, $S_l = 1450$ VA e $FP = 0,99$ (altamente resistiva); e o perfil da carga I - $R_l = 11,3$ Ω , $L_l = 41$ mH, $S_l = 2300$ VA e $FP = 0,59$ (altamente indutiva).

Tabela 2.11 – Relação de espiras dos Transformadores para cada topologia proposta.

	Cénario	$\eta_1 : \eta_2$
Conf. N1	Simétrico	1/2 : 1/2
	Assimétrico	1/4 : 3/4
Conf. N2	Simétrico	1/2 : 1/2
	Assimétrico	1/4 : 3/4
Conf. N3	Simétrico	1/2 : 1/2
	Assimétrico	1/2, 5 : 1, 5/2, 5

Tabela 2.12 – Parâmetros dos transformadores.

η_s	Resistência (Ω)		Ind. de dispersão (H)		Indutância de Magnetização X_m (H)
	Pri. R_{P_s}	Sec. R_{S_s}	Pri. X_{P_s}	Sec. X_{S_s}	
1/2	0,36	0,1296	0,0003767	0,000135612	4
1/2,5	0,36	0,0576	0,0003767	0,000060272	4
1,5/2,5	0,36	0,1296	0,0003767	0,000135612	4
1/4	0,36	0,0225	0,0003767	0,0000235437	4
3/4	0,36	0,2025	0,0003767	0,0002118937	4

A resistência que representa as perdas no núcleo é descrita por $R_c = 1696$ Ω .

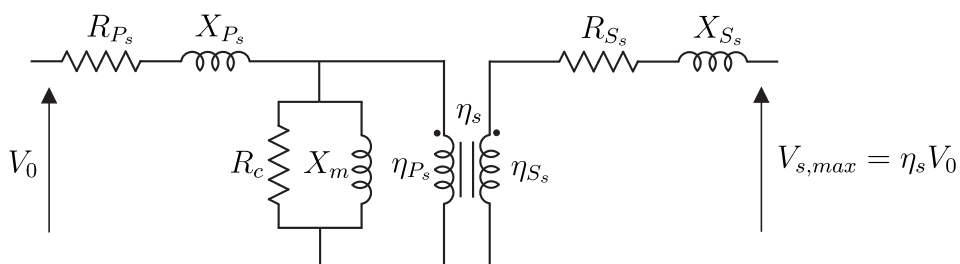


Figura 2.8 – Modelo dos transformadores.

2.7.1 Cenário Simétrico

Nas Figuras 2.9, 2.10 e 2.11 são mostrados os resultados de simulação para as configurações N1, N2 e N3 com transformadores simétricos, respectivamente, que foram obtidos considerando-se uma carga transiente que consiste em mudar da carga R para I. As formas de onda nessas figuras são: a tensão de saída (v_l), a corrente de saída (i_l), as tensões dos capacitores no barramento CC (V_{c1} e V_{c2}), as tensões dos transformadores T_1 e T_2 no lado secundário (v_1 e v_2) e as tensões de polo dos braços 1, 2 e 3 (v_{10} , v_{20} e v_{30}).

Como pode ser notado nas Figuras 2.9a, 2.10a e 2.11a, empregando $k = 2$ transformadores com a mesma relação de espiras, as três topologias propostas forma capazes de fornecer $N_l = 9$ níveis de tensão de saída (v_l), de tal forma que não houveram perturbações ou distúrbios nas formas de onda devido a carga transiente, o que provocou o aumento de amplitude e o deslocamento de fase da corrente de saída i_l . Esse número de níveis obtido é praticamente o dobro dos níveis produzidos pelos convencionais C1 e C2 usando o mesmo número de transformadores, que ambos atingem apenas $N_l = 5$ níveis.

Além disso, as tensões dos capacitores C_1 e C_2 , V_{c1} e V_{c2} , foram capazes de se manterem equilibradas com a metade da tensão total do barramento CC, ou seja, com cerca de 155,5 V, como pode ser observado nas Figuras 2.9a, 2.10a e 2.11a. Este balanceamento não foi afetado pela carga transiente, somente um *overshoot* extremamente pequeno e curto ocorre nas tensões V_{c1} e V_{c2} durante a mudança do perfil de carga R para I, o que não é suficiente para desequilibrá-las. Isso significa que os sistemas propostos garantem uma compensação natural das tensões dos capacitores no barramento CC, que é independente da carga, sem nenhum controle especial ou um circuito de balanceamento adicional.

O efeito da modulação propostas pode ser observado nas Figuras 2.9b, 2.10b e 2.11b, onde as tensões dos transformadores no lado secundário foram plotadas. O secundário do transformador T_1 operou como um conversor de cinco níveis, fornecendo os níveis tensão modulados em alta frequência e, portanto, garantindo alta qualidade de energia para carga, enquanto o secundário do transformador T_2 operou como um conversor de três níveis, fornecendo uma tensão com a forma de onda quase quadrada. Para realizar isso, como pode ser visto nas Figuras 2.9c, 2.10c e 2.11c, o braço 1 foi o único a sintetizar os níveis de tensão modulados (v_{10}), de modo que os braços 2 e 3 (v_{20} e v_{30}) geraram uma forma de onda retangular e quadrada, respectivamente. Dessa forma, somente o braço 1 opera em alta frequência, enquanto os outros braços operam em baixa frequência, o que reduz as perdas de chaveamento e melhora a eficiência dos sistemas propostos.

Os resultados da simulação mostrados nas Figuras 2.9, 2.10 e 2.11 também demonstraram que as configurações N1, N2 e N3 com transformadores simétricos operam de forma equivalente, já que as tensões de saída (v_l), as tensões dos transformadores (v_1 e v_2) e as tensões de polo (v_{10} , v_{20} e v_{30}) produzidas por todos as três são iguais.

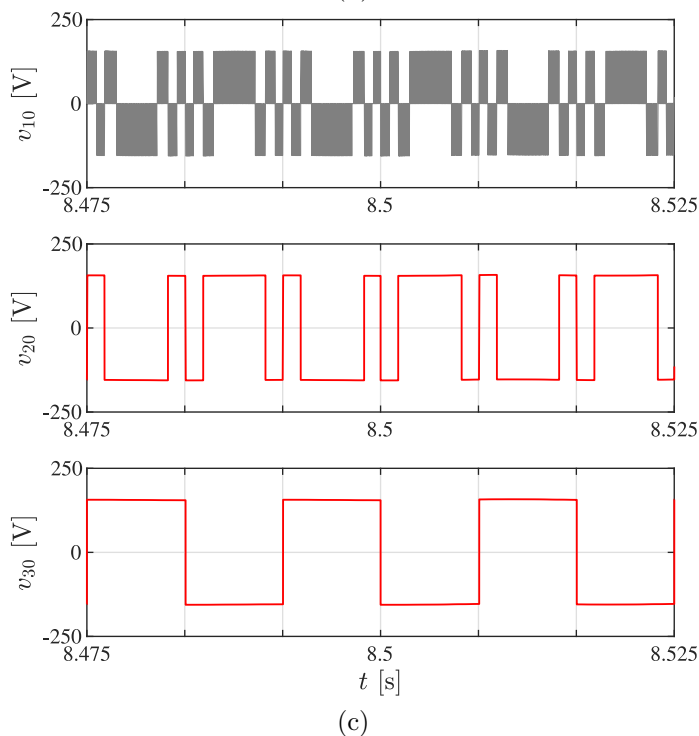
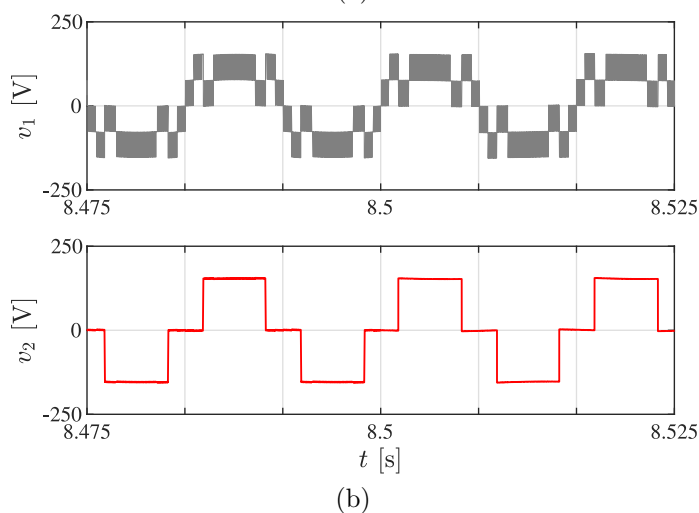
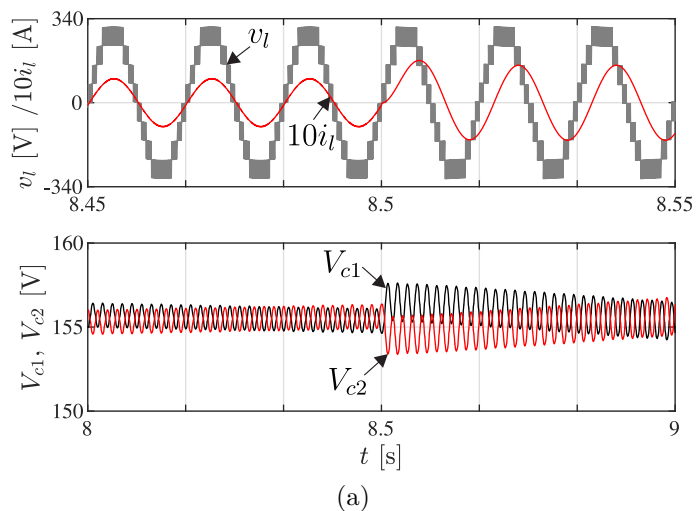


Figura 2.9 – Resultados de simulação para o cenário simétrico - Configuração N1 com $k = 2$ transformadores. (a) Tensão de saída v_l , Corrente de saída i_l , Tensões dos capacitores V_{c1} e V_{c2} . (b) Tensões dos transformadores v_1 e v_2 . (c) Tensões de polo v_{10} , v_{20} e v_{30} .

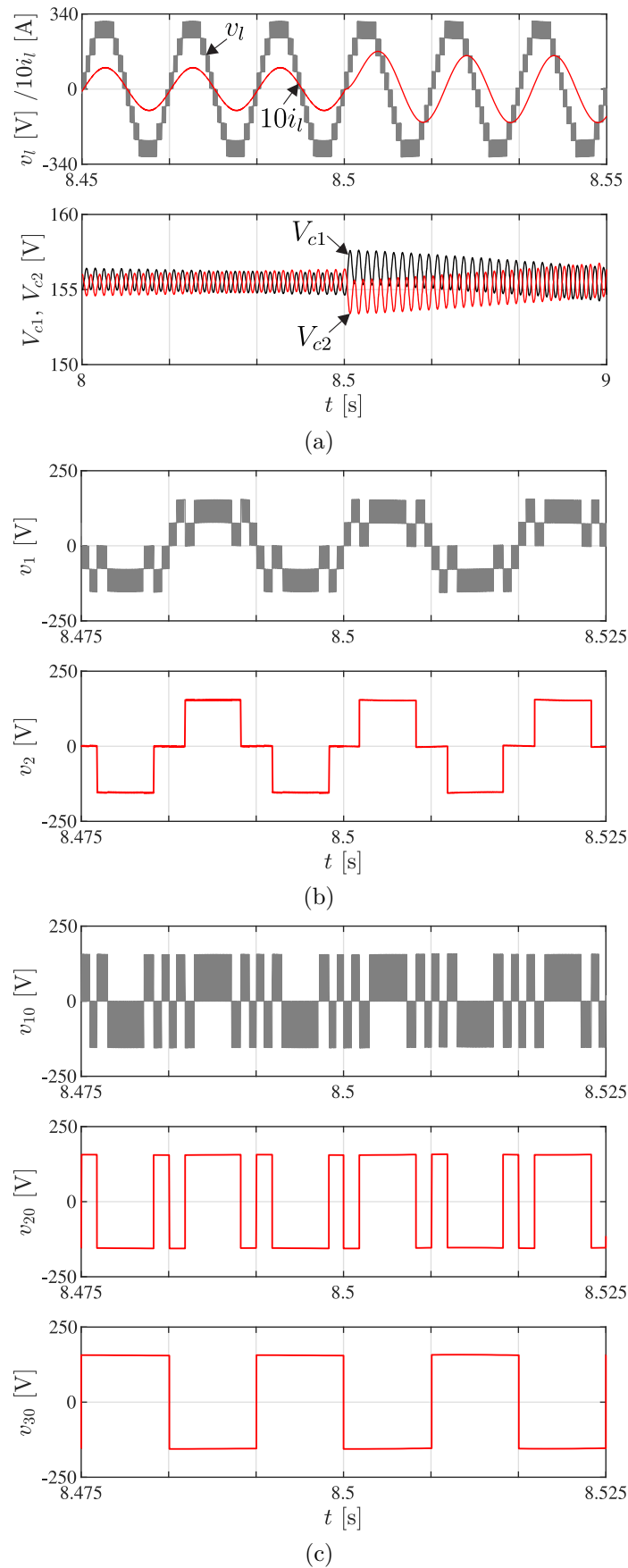


Figura 2.10 – Resultados de simulação para o cenário simétrico - Configuração N2 com $k = 2$ transformadores. (a) Tensão de saída v_l , Corrente de saída i_l , Tensões dos capacitores V_{c1} e V_{c2} . (b) Tensões dos transformadores v_1 e v_2 . (c) Tensões de polo v_{10} , v_{20} e v_{30} .

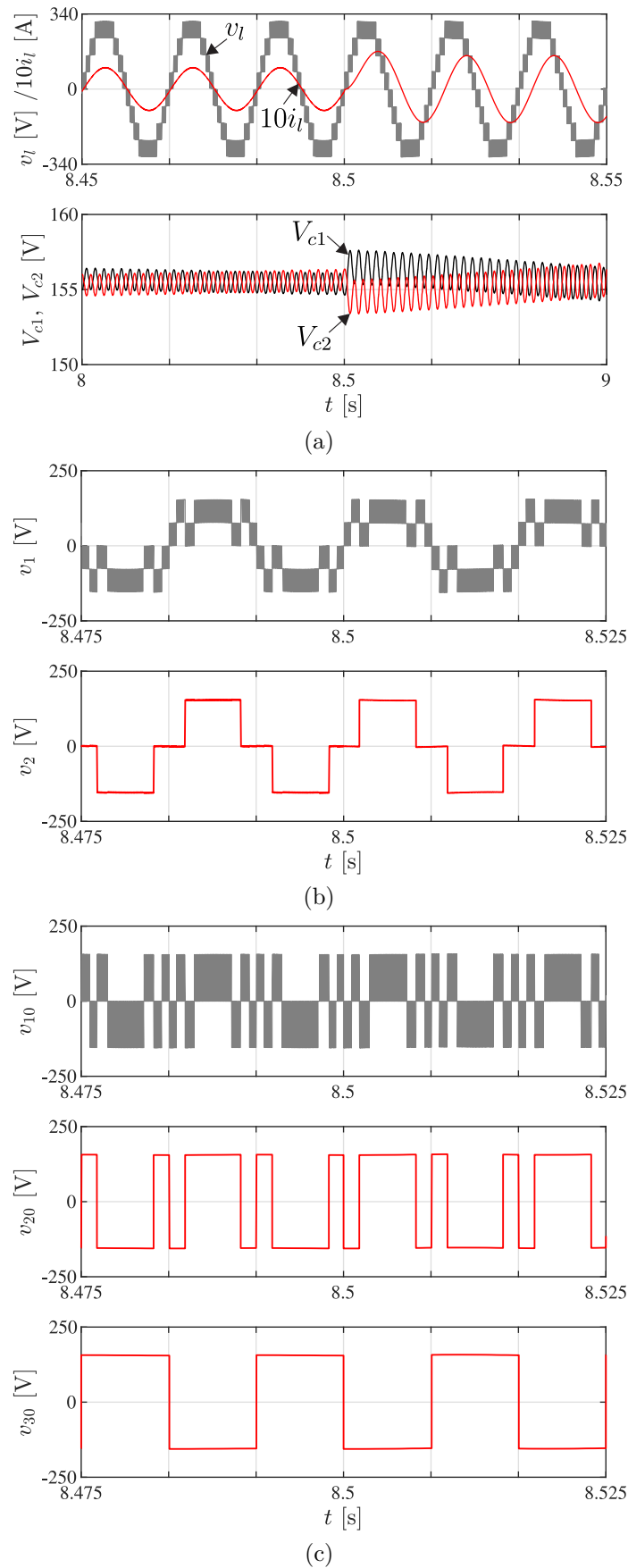


Figura 2.11 – Resultados de simulação para o cenário simétrico - Configuração N3 com $k = 2$ transformadores. (a) Tensão de saída v_l , Corrente de saída i_l , Tensões dos capacitores V_{c1} e V_{c2} . (b) Tensões dos transformadores v_1 e v_2 . (c) Tensões de polo v_{10} , v_{20} e v_{30} .

2.7.2 Cenário Assimétrico

Os resultados de simulação para as configurações N1, N2 e N3 com transformadores assimétricos são mostrados nas Figuras 2.12, 2.13 e 2.14, respectivamente. Assim como no cenário simétrico, os resultados no cenário assimétrico foram determinados considerando-se uma carga transiente que consiste em mudar do perfil de carga R para I. As formas de onda nessas figuras são: a tensão de saída (v_l), a corrente de saída (i_l), as tensões dos capacitores no barramento CC (V_{c1} e V_{c2}), as tensões dos transformadores T_1 e T_2 no lado secundário (v_1 e v_2) e as tensões de polo dos braços 1, 2 e 3 (v_{10} , v_{20} e v_{30}).

2.7.2.1 Configuração N1

Como pode ser observado na Figura 2.12a, a configuração N1 com $k = 2$ transformadores foi capaz de sintetizar $N_l = 17$ níveis de tensão de saída quando um dos transformadores emprega uma relação de espira que é três vezes maior que a do outro. Neste caso, usou-se as relações $\eta_1 = 1/4$ e $\eta_2 = 3/4$ para os transformadores T_1 e T_2 , respectivamente, como mostrados na Tabela 2.11. Conseqüentemente, o secundário do transformador T_1 , que tem a menor relação de espira, forneceu essencialmente os níveis de tensão modulados em alta frequência, oferecendo alta qualidade de energia à carga, enquanto o secundário do transformador T_2 , que tem a maior relação de espira, forneceu uma tensão escalonada com cinco níveis cuja amplitude equivale a três vezes a de T_1 , processando quase toda a energia do sistema, como mostrado na Figura 2.12b. Diferentemente do cenário simétrico, em que a tensão de T_2 (v_2) é uma forma de onda quase quadrada. No cenário assimétrico, a tensão de T_2 (v_2) foi modulada em alta frequência em duas regiões de v_l , que são as regiões 3 e 14 mostradas na Tabela 2.8. Isso ocorreu porque havia somente um braço operando efetivamente em baixa frequência, que era o braço 3, enquanto o braço 1 gerou praticamente todos os níveis de tensão modulados e braço 2 produziu uma forma de onda de tensão que era modulada em alta frequência nas regiões 3 e 14 de v_l , como mostrado na Figura 2.12c.

Note-se também que estas tensões não foram perturbadas pela carga transiente, demonstrando a estabilidade e confiabilidade do sistema proposto. Além disso, as tensões dos capacitores C_1 e C_2 , V_{c1} e V_{c2} , foram auto-reguladas na metade da tensão total do barramento CC, ou seja, com cerca de 155,5 V, tanto no perfil de carga altamente resistiva quanto no perfil de carga altamente intuitiva, como mostrado na Figura 2.12a. Durante aplicação da carga transiente, um *overshoot* muito pequeno ocorre nas tensões V_{c1} e V_{c2} , mas não foi o bastante para desequilibrá-las. Portanto, na configuração N1 operando no cenário assimétrico, as tensões dos capacitores no barramento CC também são naturalmente balanceadas sem exigir qualquer controle ativo extra.

2.7.2.2 Configuração N2

Na configuração N2 com $k = 2$ transformadores, embora tenha um menor número de combinações de estados das chaves redundantes que N1, também foi possível obter $N_l = 17$ níveis de tensão de saída empregando transformadores cujas relações de espiras equivalem a três vezes uma da outra, como mostrado na Figura 2.13a. Nesta topologia, o secundário do transformador T_1 produziu basicamente os níveis de tensão modulados em alta frequência, enquanto o secundário do transformador T_2 sintetizou uma tensão escalonada com cinco níveis, que foi três vezes maior que a tensão fornecida por T_1 , conforme mostrado na Figura 2.13b. Observa-se que, agora, a tensão de T_2 (v_2) foi modulada em alta frequência em quatro regiões de v_l , que são as regiões 3, 6, 11 e 14 mostradas na Tabela 2.9, em oposição a tensão v_2 da configuração N1 (no cenário assimétrico), que foi modulada em alta frequência em apenas duas regiões de v_l . Isso foi consequência do efeito da estratégia de modulação nos braços do conversor, como pode ser visto na Figura 2.13c. O braço 1 gerou praticamente todos os níveis de tensão modulados, assim como a configuração N1. Porém, o braço 2 produziu uma forma de onda de tensão que foi modulada em alta frequência nas regiões 3, 6, 11 e 14 de v_l , enquanto o braço 3 sintetizou uma forma de onda quadrada.

Além disso, as tensões dos capacitores C_1 e C_2 , V_{c1} e V_{c2} , mantiveram-se naturalmente equilibradas com a metade da tensão total do barramento CC, ou seja, em torno de 155,5 V, de tal forma que o balanceamento não foi afetado pela carga transiente, como mostrado na Figura 2.13a. Assim sendo, uma compensação natural das tensões dos capacitores no barramento CC é oferecida pela configuração N2 também no cenário assimétrico.

2.7.2.3 Configuração N3

Conforme apresentado na Figura 2.14a, a configuração N3 com $k = 2$ transformadores foi capaz de gerar $N_l = 11$ níveis se um dos transformadores usa uma relação de espira que é 1,5 vezes maior que a do outro. Nesta topologia, empregou-se as relações $\eta_1 = 1/2,5$ e $\eta_2 = 1,5/2,5$ para os transformadores T_1 e T_2 , respectivamente, conforme descrito na Tabela 2.11. Como resultado, o secundário de T_1 , que possui a menor relação de espira, produziu necessariamente os níveis de tensão modulados em alta frequência, enquanto o secundário de T_2 , que possui a maior relação de espira, sintetizou uma tensão escalonada com três níveis cuja a amplitude é 1,5 vezes a de T_1 , como mostrado na Figura 2.14b. A tensão de T_2 (v_2), neste caso, foi modulada em alta frequência em duas regiões de v_l , que são as regiões 3 e 8 mostradas na Tabela 2.10. Isso ocorreu porque o braço 1 gerou praticamente todos os níveis de tensão modulados, enquanto o braço 2 produziu uma forma de onda de tensão que foi modulada em alta frequência nas regiões 3 e 8 de v_l e o braço 3 sintetizou uma forma de onda quadrada, como mostrado na Figura 2.14c.

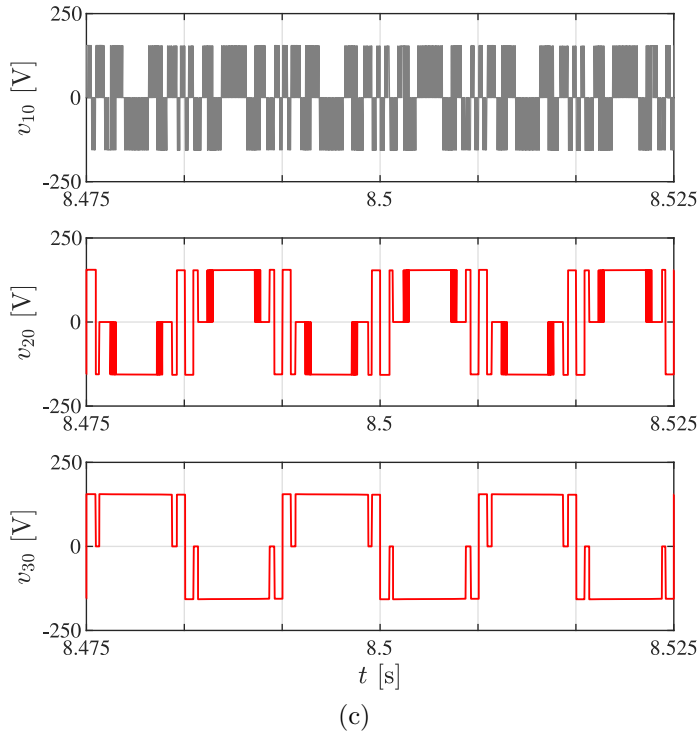
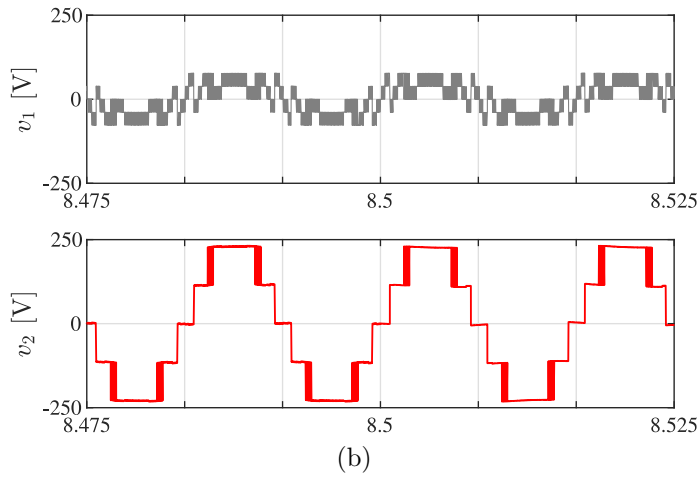
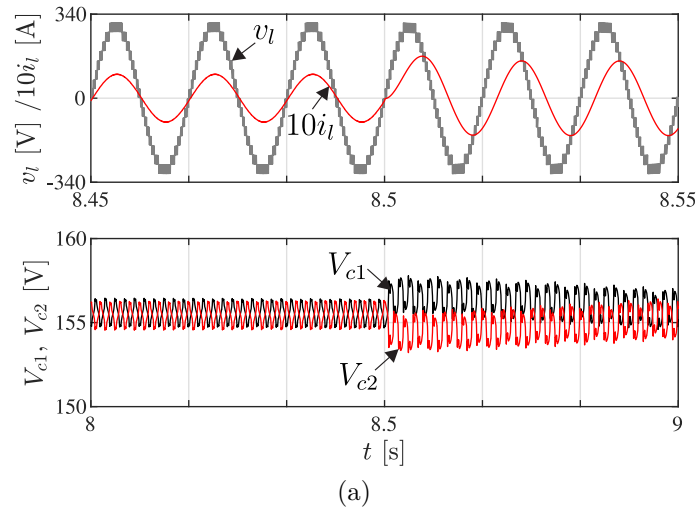


Figura 2.12 – Resultados de simulação para o cenário assimétrico - Configuração N1 com $k = 2$ transformadores. (a) Tensão de saída v_l , Corrente de saída i_l , Tensões dos capacitores V_{c1} e V_{c2} . (b) Tensões dos transformadores v_1 e v_2 . (c) Tensões de polo v_{10} , v_{20} e v_{30} .

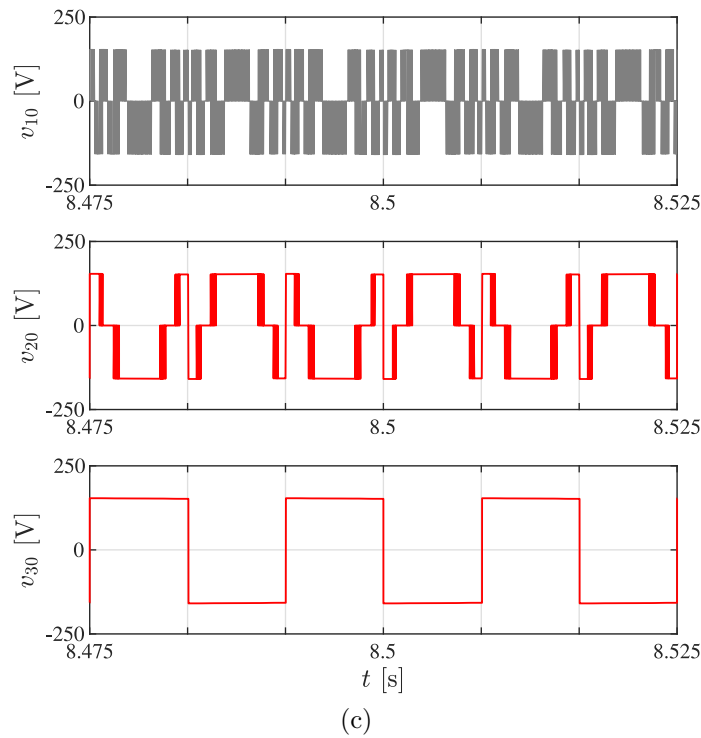
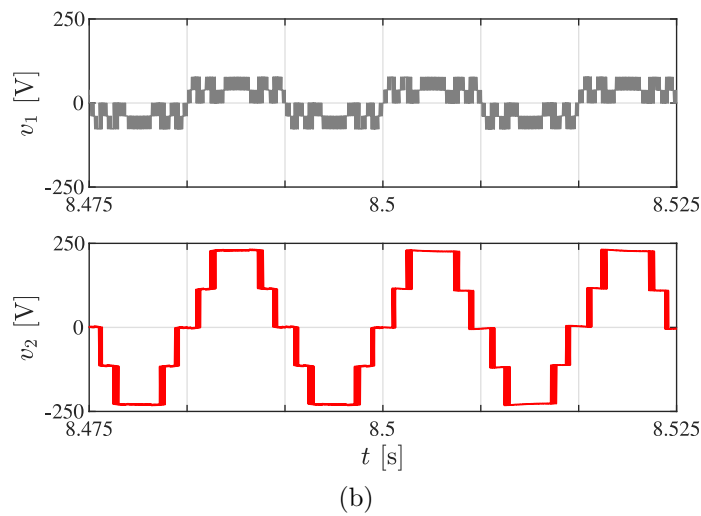
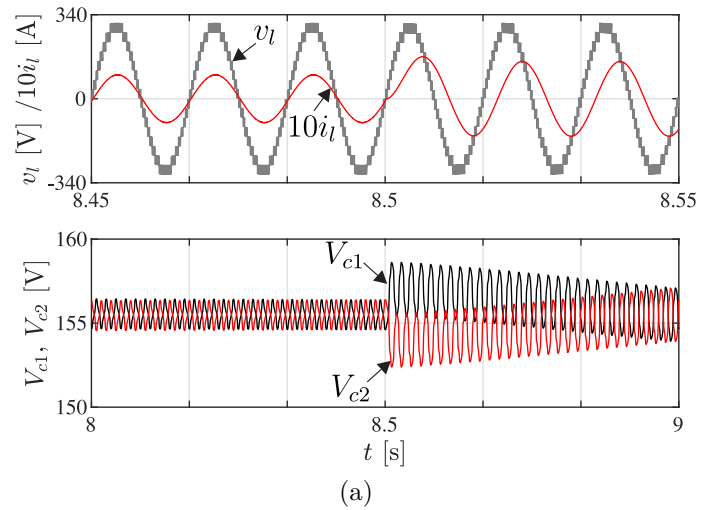


Figura 2.13 – Resultados de simulação para o cenário assimétrico - Configuração N2 com $k = 2$ transformadores. (a) Tensão de saída v_l , Corrente de saída i_l , Tensões dos capacitores V_{c1} e V_{c2} . (b) Tensões dos transformadores v_1 e v_2 . (c) Tensões de polo v_{10} , v_{20} e v_{30} .

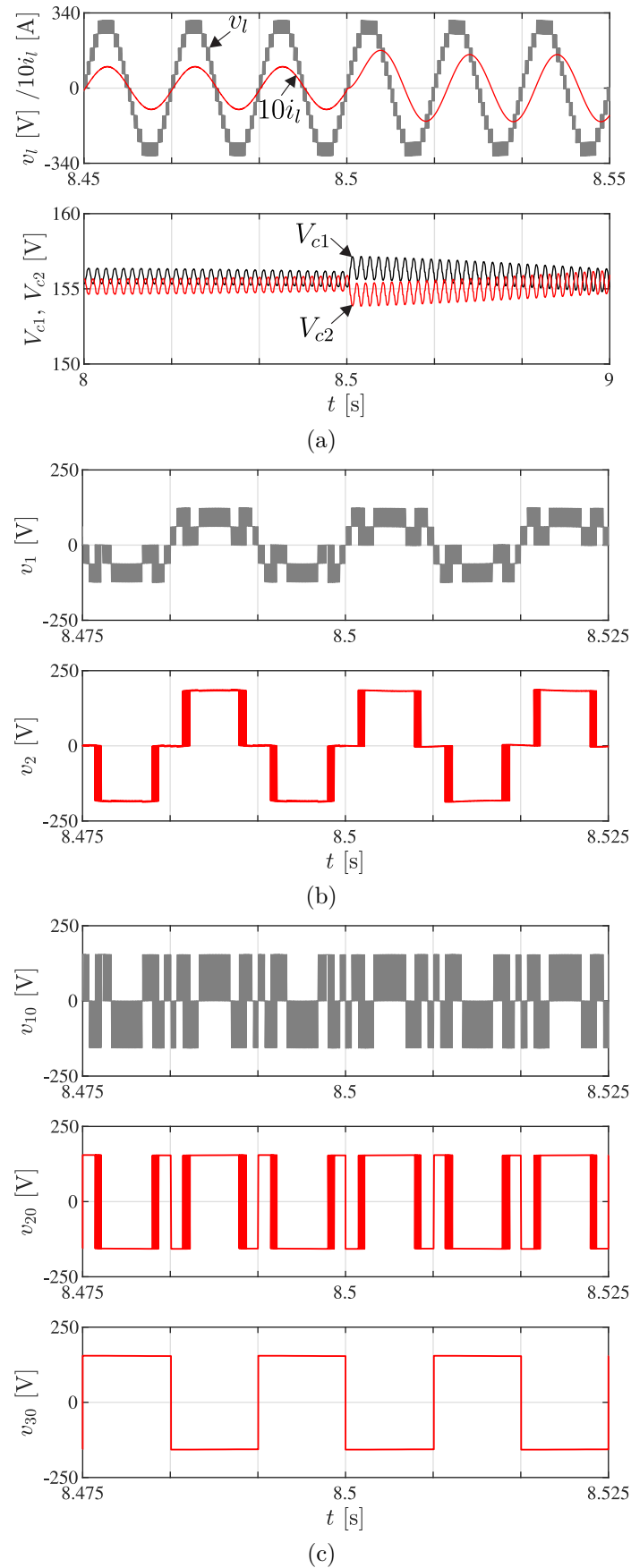


Figura 2.14 – Resultados de simulação para o cenário assimétrico - Configuração N3 com $k = 2$ transformadores. (a) Tensão de saída v_l , Corrente de saída i_l , Tensões dos capacitores V_{c1} e V_{c2} . (b) Tensões dos transformadores v_1 e v_2 . (c) Tensões de polo v_{10} , v_{20} e v_{30} .

Além disso, as tensões dos capacitores C_1 e C_2 , V_{c1} e V_{c2} , foram auto-reguladas na metade da tensão total do barramento CC, ou seja, em torno de 155,5 V, tanto no perfil de carga altamente resistiva quanto no perfil de carga altamente intuitiva, como mostrado na Figura 2.14a.

2.8 Comparações Topológicas

Nesta seção, uma análise comparativa entre as configurações propostas e convencionais C2 e C3 (mostradas nas Figuras 2.1a e 2.1b, respectivamente) é realizada. Os critérios utilizados para avaliar o desempenho dessas topologias são: o número de componentes e níveis de tensão gerados; potência nominal dos transformadores; tensão, corrente e frequência nominal das chaves de potência; distorção harmônica total (THD); e perdas nos dispositivos semicondutores e nos transformadores. O número de componentes e níveis de tensão gerados são analisados de forma genérica. Os outros critérios são comparados para o cenário com $k = 2$ transformadores, considerando o perfil de carga R.

2.8.1 Número de Níveis e Componentes

Na Tabela 2.13 é mostrado o número de transformadores, níveis e chaves de potência. Nas Figuras 2.15a e 2.15b são mostrados o número de níveis gerados de acordo com o número de transformadores para os cenários simétricos e assimétricos, respectivamente. Nas Figuras 2.16a e 2.16b são mostradas a relação níveis por chave como uma função do número de transformadores para os cenários simétricos e assimétricos, respectivamente.

Tabela 2.13 – Número de transformadores, níveis N_l , chaves de potência para topologias propostas e convencionais.

	Transformadores	Níveis N_l		Chaves
		Simétrico	Assimétrico	
Conf. N1	k	$4k + 1$	$2 \cdot 3^k - 1$	$4k + 4$
Conf. N2	k	$4k + 1$	$2 \cdot 3^k - 1$	$4k + 2$
Conf. N3	k	$4k + 1$	$3 \cdot 2^k - 1$	$2k + 4$
Conv. C1	k	$2k + 1$	3^k	$4k$
Conv. C2	k	$2k + 1$	$2^{(k+1)} - 1$	$2k + 2$

No cenário simétrico, como mostrado na Tabela 2.13 e Figura 2.15a, as configurações propostas praticamente geram o dobro do número de níveis utilizando o mesmo número de transformadores quando comparadas às configurações convencionais C1 e C2, oferecendo formas de onda de saída com menor distorção harmônica. Para alcançar o mesmo número de níveis das topologias propostas, as convencionais requerem o dobro de transformadores. Por exemplo, para gerar $N_l = 17$ níveis, as topologias propostas requerem apenas quatro transformadores ($k = 4$), enquanto que as topologias convencionais

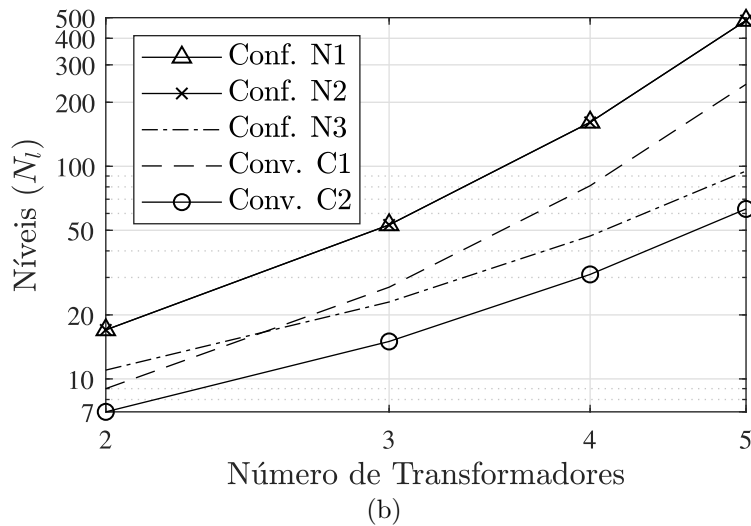
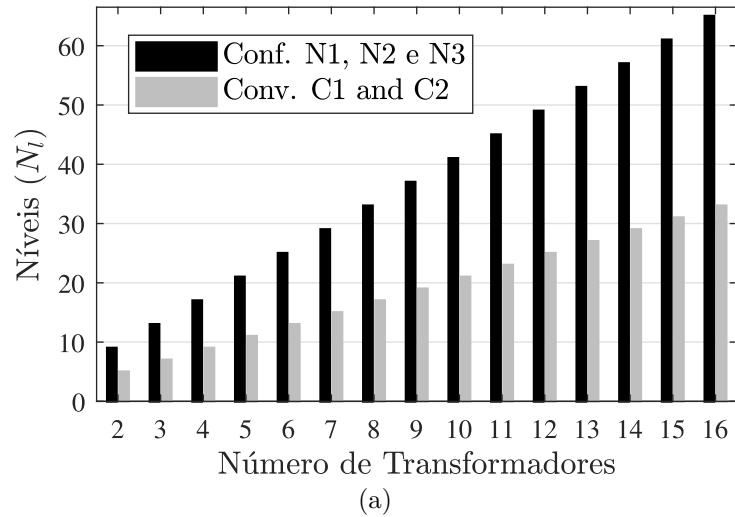


Figura 2.15 – Níveis N_l gerados de acordo com o número de transformadores para as topologias propostas e convencionais. (a) Cenário simétrico. (b) Cenário assimétrico.

exigem oito transformadores ($k = 8$). Além disso, é possível gerar mais níveis usando menor número de transformadores. Por exemplo, as configurações propostas sintetizam $N_l = 9$ níveis de tensão empregando dois transformadores ($k = 2$), enquanto as convencionais produzem $N_l = 7$ níveis utilizando três transformadores ($k = 3$). Neste contexto, ao usar as topologias propostas, o volume, peso e custo do sistema podem ser reduzidos.

Ainda no cenário simétrico, quanto à relação de níveis por chave, conforme mostrado na Tabela 2.13 e Figura 2.16a, as topologias propostas sintetizam igual quantidade de níveis de tensão, entretanto a configuração N3 utiliza um menor número de chaves de potência que as configurações N1 e N2, o que dá a configuração N3 mais níveis por chave. Comparando à convencional C1, as topologias propostas fornecem uma relação de níveis por chave mais alta, de modo que à medida que o número de transformadores aumenta, essa relação pode ser até aproximadamente quatro vezes maior na configuração N3 e duas vezes maior nas configurações N1 e N2. Isso ocorre porque, para uma quantidade igual

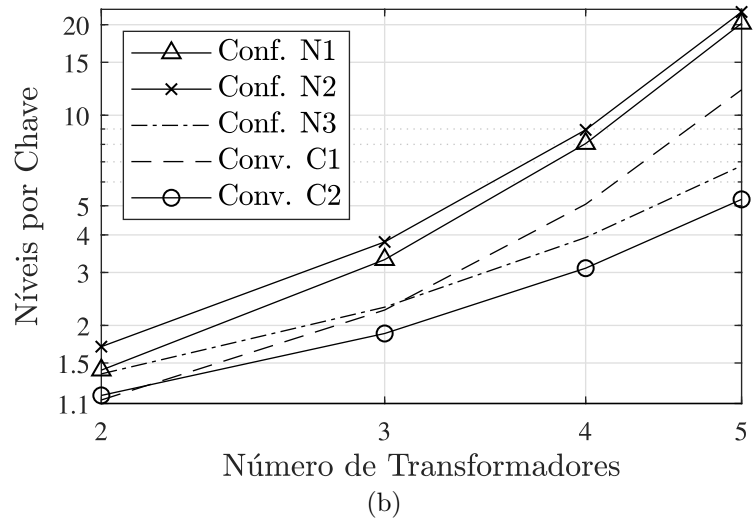
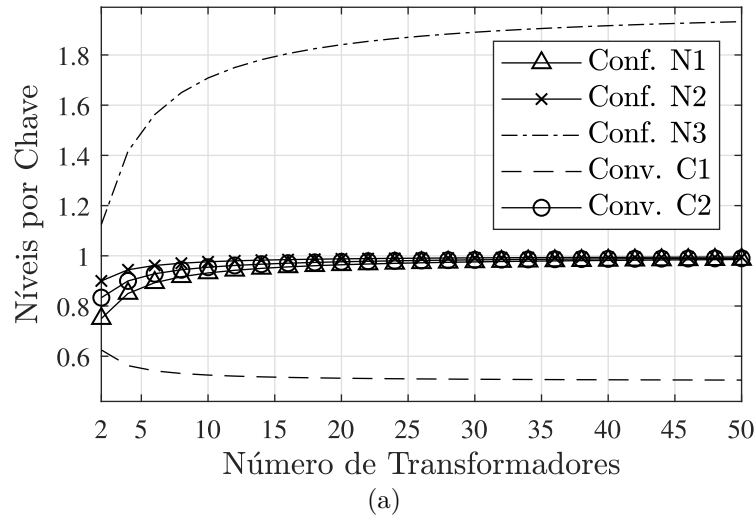


Figura 2.16 – Relação de níveis por chave em função do número de transformadores para as topologias propostas e convencionais. (a) Cenário simétrico. (b) Cenário assimétrico.

de transformadores, as configurações propostas geram mais níveis utilizando um número menor ou similar de chaves em relação à convencional C1. Portanto, um custo-benefício mais atrativo pode ser oferecido empregando-se as topologias propostas. Em comparação com a convencional C2, a configuração N3 tem uma relação de níveis por chave mais alta, porque gera mais níveis usando apenas duas chaves a mais do que a convencional C2, o que lhe confere também um bom custo-benefício. As configurações N1 e N2 têm uma relação de níveis por chave equivalente a convencional C2. No entanto, para alcançar o nível de distorção das configurações N1 e N2, a convencional C2 requer mais transformadores.

No cenário assimétrico, como pode ser observado na Tabela 2.13 e Figura 2.15b, para uma quantidade igual de transformadores, as configurações N1 e N2 podem fornecer aproximadamente $0,66 \cdot 1,5^k$ vezes mais níveis de tensão de saída do que a configuração N3. Comparado a convencional C1, as configurações 1 e 2 podem sintetizar quase o dobro do número de níveis de tensão, o que lhes garante melhor desempenho de distorção

harmônica. A configuração N3 também é capaz de produzir mais níveis de tensão para o cenário com $k=2$ transformadores. Fora desse cenário, gera uma quantidade menor de níveis. Comparado a convencional C2, as três topologias propostas podem oferecer formas de onda de saída com maior qualidade de energia, já que o número de níveis gerados é cerca de $1,5^k$ vezes maior para as configurações N1 e N2, e 1,5 vezes maior para configuração N3. Além disso, para um número diferente de transformadores, as configurações N1 e N2 pode gerar mais níveis de tensão usando um menor número de transformadores comparada a convencional C2, o que pode tornar o sistema menos volumoso e pesado. Por exemplo, as configurações N1 e N2 sintetizam $N_l = 53$ níveis de tensão usando três transformadores ($k = 3$), enquanto as convencionais produzem $N_l = 31$ níveis utilizando quatro transformadores ($k = 4$).

Quanto à relação de níveis por chave, entre as topologias propostas, a configuração N2 é a que possui a menor relação, seguida da configuração N1 e N3, como mostrada na Figura 2.16b. Em comparação com a convencional C1, as configurações N1 e N2 fornecem uma relação de níveis por chave mais alta, uma vez que produzem praticamente o dobro de níveis, empregando apenas quatro e dois interruptores adicionais, respectivamente. A configuração N3 tem uma relação de níveis por chave maior e equivalente para os cenários com $k = 2$ e $k = 3$ transformadores, respectivamente. Para qualquer outro cenário, essa relação é menor. Além disso, as três estruturas propostas fornecem uma relação de níveis por chave mais alta que a convencional C2. Portanto, ao usar transformadores com relações de espiras assimétricas que maximizam o número de níveis, com exceção da configuração N3 com $k > 2$ em relação a convencional C1, as topologias propostas podem oferecer um custo-benefício mais atrativo que as convencionais.

2.8.2 Potência Nominal dos Transformadores

Na Tabela 2.14 é mostrada a potência aparente dos transformadores T_1 (S_{T_1}) e T_2 (S_{T_2}) para as topologias investigadas, assim como a potência total de ambos transformadores ($S_{T,total}$), normalizados em relação a potência aparente da carga $S_l = 1450$ VA.

Como pode ser visto, em todas as topologias, a potência aparente total dos transformadores excedeu a potência de carga, ou seja, foi maior que 100 %, de modo que há uma potência remanescente que flui de volta para a fonte CC. No cenário simétrico, para as configurações N1, N2 e N3, a potência aparente total dos transformadores é a mesma. Comparadas as convencionais C1 e C2, todas as três apresentaram uma potência aparente total mais baixa, oferecendo uma redução de aproximadamente de 6%.

No cenário assimétrico, os transformadores das configurações N1 e N2 possuem uma potência aparente total inferior ao da configuração N3. Quando confrontada com a convencional C1, os transformadores das configurações N1, N2 e N3 apresentam uma

Tabela 2.14 – Potência aparente nominal para os transformadores das topologias propostas e convencionais.

	$\eta_1 : \eta_2$	Potência aparente (%)		
		S_{T_1}	S_{T_2}	$S_{T,total}$
Conf. N1	1/2 : 1/2	49,07	59,35	108,43
	1/4 : 3/4	22,69	83,27	105,96
Conf. N2	1/2 : 1/2	49,07	59,35	108,43
	1/4 : 3/4	23,62	82,49	106,12
Conf. N3	1/2 : 1/2	49,07	59,35	108,43
	1/2, 5 : 1, 5/2, 5	39,02	71,22	110,24
Conv. C1	1/2 : 1/2	55,53	59,43	114,96
	1/4 : 3/4	28,43	95,00	123,43
Conv. C1	1/2 : 1/2	55,43	59,32	114,75
	1/3 : 2/3	35,76	78,91	114,67

potência aparente total mais baixa, proporcionando uma redução em torno de 16 %, 16 % e 12 %, respectivamente. Comparada a convencional C2, a potência aparente total dos transformadores nas configurações N1, N2 e N3 também oferecem um melhor desempenho, apresentando uma redução de aproximadamente de 8 %, 8 % e 4 %, respectivamente.

Portanto, visto que requerem menos potência, os transformadores das topologias propostas são menos volumosos e mais leves. Além disso, eles são potencialmente mais baratos, o que reduz o custo do sistema como um todo.

Entre os cenários simétricos e assimétricos, as configurações N1 e N2 com transformadores idênticos apresentam uma potência aparente total um pouco maior do que com transformadores distintos, enquanto a configuração N3 com transformadores idênticos oferece uma potência total menor do que com transformadores distintos.

2.8.3 Tensão Nominal, Corrente Nominal e Frequência Máxima das Chaves

Nas Tabelas 2.15 e 2.16 são mostradas a tensão e corrente nominal para as chaves de potência de cada braço, normalizados em relação à corrente de carga i_l e tensão do barramento CC $V_0 = 311$ V, respectivamente. Na Tabela 2.17 é mostrada a frequência máxima de chaveamento em que as chaves de cada braço são operadas.

Como pode ser notado, as chaves das configurações N1, N2 e N3 têm a mesma ou metade da tensão nominal comparadas com as das convencionais C1 e C2. Quanto à corrente nominal, no cenário simétrico, nas topologias propostas, as chaves dos braços 1 e 2 possuem a metade da corrente nominal em relação as chaves do braço 3, assim como as chaves da convencional C2. Na convencional C1, as chaves em todos os braços apresentam a mesma corrente nominal, que é igual as chaves dos braços 1 e 2 nas configurações

Tabela 2.15 – Tensão nominal para as chaves de potência em cada braço das topologias propostas e convencionais.

	Tensão Nominal (%)			
	Braço 0	Braço 1	Braço 2	Braço 3
Conf. N1	-	50	50	50
Conf. N2	-	50	50	100
Conf. N3	-	50	100	100
Conv. C1	100	100	100	100
Conv. C2	-	100	100	100

Tabela 2.16 – Corrente nominal para as chaves de potência em cada braço das topologias propostas e convencionais.

	$\eta_1 : \eta_2$	Corrente Nominal (%)			
		Braço 0	Braço 1	Braço 2	Braço 3
Conf. N1	1/2 : 1/2	-	50	50	100
	1/4 : 3/4	-	25	75	100
Conf. N2	1/2 : 1/2	-	50	50	100
	1/4 : 3/4	-	25	75	100
Conf. N3	1/2 : 1/2	-	50	50	100
	1/2, 5 : 1, 5/2, 5	-	40	60	100
Conv. C1	1/2 : 1/2	50	50	50	50
	1/4 : 3/4	25	25	75	75
Conv. C2	1/2 : 1/2	-	50	50	100
	1/3 : 2/3	-	33	67	100

Tabela 2.17 – Frequência máxima de chaveamento para as chaves de potência em cada braço das topologias propostas e convencionais.

	$\eta_1 : \eta_2$	Frequência de Chaveamento Máxima (Hz)			
		Braço 0	Braço 1	Braço 2	Braço 3
Conf. N1	1/2 : 1/2	-	10000	300	60
	1/4 : 3/4	-	10000	10000	900
Conf. N2	1/2 : 1/2	-	10000	300	60
	1/4 : 3/4	-	10000	10000	60
Conf. N3	1/2 : 1/2	-	10000	300	60
	1/2, 5 : 1, 5/2, 5	-	10000	10000	60
Conv. C1	1/2 : 1/2	60	10000	60	60
	1/4 : 3/4	10000	10000	10000	10000
Conv. C2	1/2 : 1/2	-	10000	300	60
	1/3 : 2/3	-	10000	10000	60

pospostas. Além disso, em todas as topologias, há somente um braço em que as chaves operam com a frequência máxima de chaveamento equivalente à da portadora, enquanto

nos outros braços, as chaves operam em baixa frequência. Portanto no cenário simétrico, a principal vantagem das topologias propostas sobre as convencionais C1 e C2 é empregar chaves com a metade da tensão nominal, o que permite reduzir as perdas de energia por chaveamento.

No cenário assimétrico, em todas as topologias, exceto para a convencional C1, as chaves apresentam uma distribuição de corrente similar, de modo que as chaves do braço 3 são as que concentram a maior corrente, seguida pelas chaves dos braços 2 e 1. Na convencional C1, a corrente nominal das chaves do braço 3 é menor quando comparada as chaves do braço correspondente nas outras topologias. Nas configurações N1, N2 e N3, as chaves do braço 3, que possuem a corrente nominal mais alta, operam em baixa frequência, enquanto as chaves dos braços 1 e 2, que possuem baixas taxas de corrente, são comandados com a frequência máxima de chaveamento equivalente à da portadora. O mesmo ocorre para o convencional C2. No entanto, na convencional C1, a frequência máxima de chaveamento das chaves em todos os braços alcança a da portadora, o que pode ser verificado na Tabela 2.17. Dessa forma, no cenário assimétrica, uma vez que as chaves com a corrente nominal mais alta também operam em baixas frequências e existem chaves com metade da tensão nominal, o custo total dos interruptores nas configurações N1, N2 e N3 pode ser bastante competitivo em comparação com as convencionais.

Entre os cenários simétricos e assimétricos, as topologias propostas com transformadores idênticos apresentam chaves com distribuição de corrente mais uniforme e simétrica, de modo que as chaves de somente um braço, que é o compartilhado, possuem uma corrente nominal diferente das outras. Nas topologias propostas com transformadores distintos, as chaves de todos os braços têm uma corrente nominal distinta. Além disso, nas topologias propostas com transformadores simétricos, existe somente um braço em que as chaves operam em alta frequência, enquanto com transformadores assimétricos, há apenas um braço em que as chaves operam em baixa frequência. Portanto, devido a maior simetria e a operação em baixa frequência, as chaves das topologias propostas com transformadores simétricos podem ser economicamente mais viáveis do que com transformadores assimétricos.

2.8.4 Distorção Harmônica

Na Tabela 2.18 é mostrada a THD da corrente de saída (i_l) em função do índice de modulação (m_a).

Pode-se observar que a THD da corrente i_l para as configurações N1, N2 e N3, como para as configurações 1 e 2, diminuiu a medida que o índice de modulação m_a aumentou. Em comparação com as convencionais, as topologias investigadas tiveram taxas de THD consideravelmente menores entre o índice de modulação $m_a = 0,5$ e $m_a = 1$. No cenário simétrico, a THD da corrente i_l para as configurações propostas foram aproximadamente

Tabela 2.18 – THD em função do índice de modulação m_a para topologias propostas e convencionais.

		THD (%)					
Índice de modulação $m_a =$		0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1
Conf. N1	1/2 : 1/2	1,42	1,31	1,15	0,9	0,92	0,73
	1/4 : 3/4	0,76	0,70	0,61	0,51	0,43	0,39
Conf. N2	1/2 : 1/2	1,41	1,29	1,14	0,9	0,92	0,74
	1/4 : 3/4	0,73	0,66	0,58	0,49	0,41	0,37
Conf. N3	1/2 : 1/2	1,42	1,30	1,14	0,91	0,92	0,73
	1/2, 5 : 1, 5/2, 5	1,31	0,97	0,93	0,73	0,719	0,59
Conv. C1	1/2 : 1/2	2,74	2,27	2,26	2,14	1,83	1,43
	1/4 : 3/4	1,41	1,29	1,14	0,9	0,91	0,73
Conv. C2	1/2 : 1/2	2,74	2,26	2,25	2,14	1,81	1,42
	1/3 : 2/3	2,21	1,80	1,31	1,30	1,22	0,96

duas vezes menor quando comparada às convencionais C1 e C2. Isso ocorreu porque, para $k = 2$ transformadores, as topologias propostas sintetizaram $N_l = 9$ níveis de tensão de saída, enquanto às convencionais C1 e C2 forneceram apenas $N_l = 5$ níveis de tensão, ou seja, quase metade do número de níveis. No cenário assimétrico, as menores THD foram as das configurações N1 e N2, que são equivalentes, seguida da configuração N3, convencional C1 e C2. O melhor desempenho harmônico das configurações N1, N2 e N3 é devido ao fato de que suas saídas são capazes de produzir um maior número de níveis de tensão, que alcançam $N_l = 17$, $N = 17$ e $N_l = 11$ níveis, enquanto o convencional C1 e C2 sintetizam apenas $N_l = 9$ e $N_l = 7$, respectivamente

Entres os cenários simétrico e assimétrico, as topologias com transformadores distintos, obviamente, apresentam melhor desempenho harmônico do que as com os transformadores idênticos. Além disso, as topologias com transformadores simétricos possuem valores mais baixos e iguais aos das convencionais C2 e C1 com transformadores assimétricos, respectivamente.

2.8.5 Perdas nos Dispositivos Semicondutores e nos Transformadores

As perdas nos dispositivos semicondutores foram estimadas utilizando os Módulos Térmicos do *software* PSIM[®] baseados no IGBT CM1000HA-24H e diodo CS240650 da POWEREX. O módulo térmico do IGBT CM1000HA-24H foi ajustado com parâmetros de calibração que fornecem uma estimativa de perda equivalente ao modelo de perdas apresentado em [72], alcançado por testes experimentais. O modelo de perdas das chaves e diodos é dividido em dois grupos: 1) Perdas por condução (P_{cond}), que inclui as perdas por condução nos IGBTs e diodos; 2) Perdas por chaveamento (P_{swit}), que inclui as perdas ao ligar o IGBT, perdas ao desligar o IGBT e energia de desligamento de diodo.

As perdas no transformador (P_{tran}) foram determinadas através do *software* PSIM[®] para os transformadores mostrado na Tabela 2.12. Para este propósito, a potência de entrada dos transformadores ($P_{t,in}$), que corresponde à soma das potências no primário de T_1 ($P_{t1,in}$) e T_2 ($P_{t2,in}$), e a potência de saída dos transformadores ($P_{t,out}$), que é a soma das potências no secundário de T_1 ($P_{t1,out}$) e T_2 ($P_{t2,out}$), foram estimadas. A diferença entre $P_{t,in}$ e $P_{t,out}$ resulta nas perdas do transformador P_{tran} , isto é:

$$P_{tran} = P_{t,in} - P_{t,out}. \quad (2.48)$$

Assim, as perdas totais (P_{tot}) dos conversores propostos são computadas de acordo com

$$P_{tot} = P_{cond} + P_{swit} + P_{tran}. \quad (2.49)$$

Nas Tabelas 2.19 e 2.20 são quantificados os valores das perdas por condução (P_{cond}), perdas por chaveamento (P_{swit}), perdas no transformador (P_{tran}) e perdas totais (P_{tot}), normalizados em relação a potência real da carga $S_l = 1435$ VA. Na Tabela 2.19, as perdas são avaliadas com a frequência de chaveamento f_s constante, enquanto na Tabela 2.20, uma THD constante é considerada.

Tabela 2.19 – Perdas de potência do conversor avaliadas com a frequência de chaveamento f_s constante para topologias propostas e convencionais.

	$\eta_1 : \eta_2$	Perdas (%)				THD (%)	f_s (kHz)
		P_{cond}	P_{swit}	P_{tran}	P_{tot}		
Conf. N1	1/2 : 1/2	1,60	0,61	1,10	3,30	0,88	10
	1/4 : 3/4	1,56	0,64	1,45	3,66	0,45	10
Conf. N2	1/2 : 1/2	1,18	0,61	1,10	2,89	0,88	10
	1/4 : 3/4	1,16	0,70	1,47	3,32	0,43	10
Conf. N3	1/2 : 1/2	0,98	0,61	1,10	2,69	0,88	10
	1/2, 5 : 1, 5/2, 5	0,96	0,80	1,23	2,99	0,68	10
Conv. C1	1/2 : 1/2	0,86	1,24	1,05	3,15	1,67	10
	1/4 : 3/4	0,85	1,16	1,46	3,46	0,84	10
Conv. C2	1/2 : 1/2	0,85	1,24	1,09	3,18	1,67	10
	1/3 : 2/3	0,85	1,34	1,29	3,48	1,10	10

Para frequência de chaveamento f_s constante, no cenário simétrico, a configuração N3 foi a que apresentou as menores perdas totais em comparação com todas as outras topologias. Este resultado deve-se ao menor número de semicondutores no caminho da corrente em relação às configurações N1 e N2 (ver Tabela 2.13), o que lhe conferiu perdas de condução reduzidas, e também porque possui chaves com a tensão nominal mais baixa em relação ao convencional C1 e C2, dando-lhe perdas de comutação reduzidas. A configuração N2 apresentou perdas totais inferiores à configuração N1 e ligeiramente inferiores

Tabela 2.20 – Perdas de potência do conversor avaliadas com a THD constante para topologias propostas e convencionais.

	$\eta_1 : \eta_2$	Perdas (%)				THD (%)	f_s (kHz)
		P_{cond}	P_{swit}	P_{tran}	P_{tot}		
Conf. N1	1/2 : 1/2	1,60	0,61	1,10	3,30	0,88	10
	1/4 : 3/4	1,56	0,45	1,45	3,47	0,85	5,5
Conf. N2	1/2 : 1/2	1,18	0,61	1,10	2,89	0,88	10
	1/4 : 3/4	1,16	0,46	1,47	3,08	0,85	5,5
Conf. N3	1/2 : 1/2	0,98	0,61	1,10	2,69	0,88	10
	1/2, 5 : 1, 5/2, 5	0,96	0,72	1,23	2,90	0,86	8,5
Conv. C1	1/2 : 1/2	0,77	2,19	1,05	4,01	0,88	19
	1/4 : 3/4	0,85	1,16	1,46	3,46	0,84	10
Conv. C2	1/2 : 1/2	0,91	2,52	1,09	4,52	0,88	19
	1/3 : 2/3	0,85	1,71	1,29	3,85	0,85	13

as das convencionais C1 e C2. A configuração N1 apresentou perdas totais ligeiramente superiores às das convencionais C1 e C2. Uma vez que utilizam dois transformadores com relação de espiras idênticas e a mesma potência da carga, todas as topologias apresentaram as mesmas perdas nos transformadores, o que significa que as perdas totais dependeram exclusivamente das perdas nos dispositivos semicondutores. No cenário assimétrico, o comportamento das perdas totais é o mesmo que no cenário simétrico. Porém, perdas nos transformadores nas topologias N3 e C2 são ligeiramente menores que a das outras. Entre os cenários simétrico e assimétrico, todas as topologias com transformadores simétricos fornecem perdas totais mais baixas do que com transformadores assimétricos, porque possuem perdas por chaveamento e nos transformadores menores.

Para a THD constante, no cenário simétrico, as configurações N2 e N3 foram as que apresentaram as menores perdas totais, cujos valores são equivalentes, seguido pelas topologias N1, C1 e C2. No cenário assimétrico, as configurações N2 e N3 foram as que apresentaram as menores perdas totais, cujos valores são equivalentes, seguido pelas topologias N1 e C1, cujas perdas são semelhantes, e pela convencional C2. Entre os cenários simétrico e assimétrico, topologias propostas com transformadores simétricos fornecem perdas totais mais baixas do que com transformadores assimétricos.

2.9 Resultados Experimentais

As topologias propostas com $k = 2$ transformadores foram testadas experimentalmente nos modos de operação estacionário e transitório, utilizando parâmetros de circuitos descritos na Seção 2.7. A única exceção foi para configuração N3 operando no cenário assimétrico, onde foi considerado uma tensão de barramento CC $V_0 = 249$ V e as relações

de espiras $\eta_1 = 1/2$ e $\eta_2 = 1,5/2$. A configuração experimental foi baseada nos módulos NPC-3L da Semikron[®] (SK50MLI066) que são conectados à estratégia de controle através do DSP TMS320F28335 equipado com placas *plug-in* e sensores em que o código do algoritmo é implementado via microcomputador.

2.9.1 Cenário Simétrico

Os resultados experimentais para a configuração N1 com transformadores simétricos, que foram obtidos considerando-se uma carga transiente que consiste em mudar do perfil de carga R para I, são mostrados na Figura 2.17. As formas de onda nessa figura são: a tensão de saída (v_l), a corrente de saída (i_l), as tensões dos capacitores no barramento CC (V_{c1} e V_{c2}), as tensões dos transformadores T_1 e T_2 no lado secundário (v_1 e v_2) e as tensões de polos dos braços 1, 2 e 3 (v_{10} , v_{20} e v_{30}).

A configuração N1 com $k = 2$ transformadores usando a mesma relação de espiras gerou $N_l = 9$ níveis de tensão de saída (v_l), de modo que não há perturbações formas de onda devido a carga transiente, o que implica no aumento de amplitude e o deslocamento de fase da corrente de saída i_l , conforme mostrado na Figura 2.17a. Para sintetizar os $N_l = 9$ níveis de v_l , o secundário do transformador T_1 operou como um conversor de cinco níveis, fornecendo os níveis tensão modulados em alta frequência, enquanto o secundário do transformador T_2 forneceu uma tensão com a forma de onda quase quadrada, como mostrada na Figura 2.17b. Para obter isso, o braço 1 foi a único a sintetizar os níveis de tensão modulados (v_{10}), de modo que os braços 2 e 3 (v_{20} e v_{30}) geraram uma forma de onda retangular e quadrada, respectivamente, como mostrado na Figura 2.17c.

Além disso, as tensões dos capacitores C_1 e C_2 , V_{c1} e V_{c2} , convergiram e mantiveram-se equilibras com a metade da tensão total do barramento CC, ou seja, com cerca de 155,5 V, de tal forma que o balanceamento não foi afetado pela carga transiente, como mostrado na Figura 2.17a. Portanto, o sistema proposto assegura uma compensação natural das tensões dos capacitores no barramento CC, que é independente da carga, sem nenhum controle especial ou um circuito de balanceamento adicional.

No cenário assimétrico, a montagem experimental da configuração N1 também valida e demonstra o desempenho das configurações N2 e N3, pois elas geram as mesmas tensões e possuem o mesmo fluxo de corrente para uma determinada carga, tornando-as equivalentes, conforme discutido na Seção 2.6.

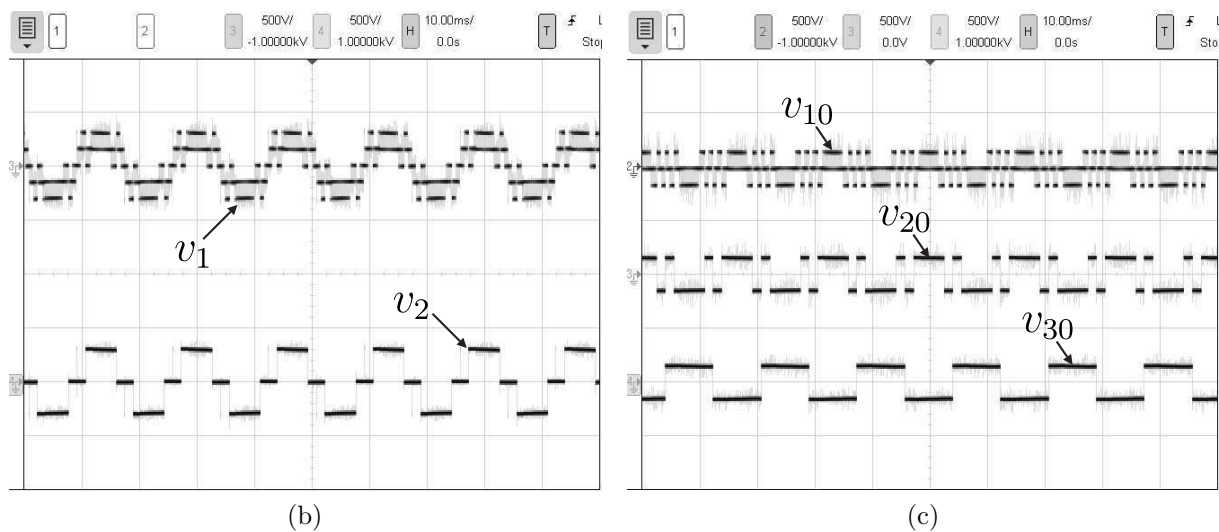
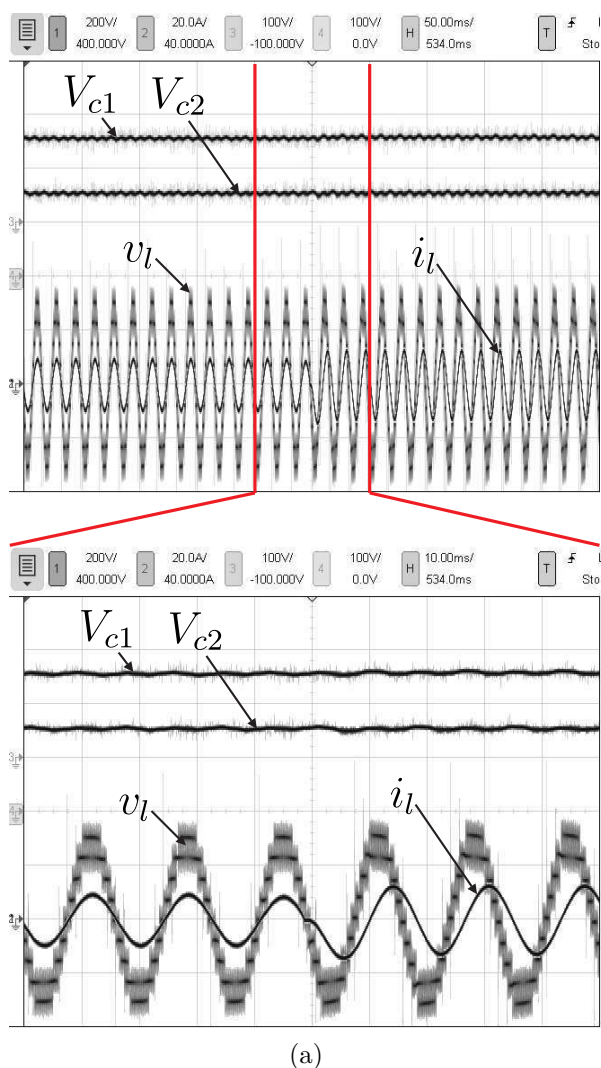


Figura 2.17 – Resultados experimentais para o cenário simétrico - Configuração N1 com $k = 2$ transformadores. (a) Tensão de saída v_l , Corrente de saída i_l , Tensões dos capacitores V_{c1} e V_{c2} . (b) Tensões dos transformadores v_1 e v_2 . (c) Tensões de polo v_{10} , v_{20} e v_{30} .

2.9.2 Cenário Assimétrico

Os resultados experimentais para as configurações N1, N2 e N3 com transformadores assimétricos, que foram obtidos considerando-se uma carga transiente que consiste em mudar do perfil de carga R para I, são mostrados nas Figuras 2.18, 2.19 e 2.20, respectivamente. As formas de onda nessa figura são: a tensão de saída (v_l), a corrente de saída (i_l), as tensões dos capacitores no barramento CC (V_{c1} e V_{c2}), as tensões dos transformadores T_1 e T_2 no lado secundário (v_1 e v_2) e as tensões de polos dos braços 1, 2 e 3 (v_{10} , v_{20} e v_{30}).

2.9.2.1 Configuração N1

A configuração N1 com $k = 2$ transformadores produziu $N_l = 17$ níveis de tensão de saída quando a relação de espira de um dos transformadores é três vezes maior que a do outro, conforme mostrado nas Figura 2.18a. Diante disso, o secundário do transformador T_1 , forneceu basicamente os níveis de tensão modulados em alta frequência, enquanto o secundário do transformador T_2 forneceu uma tensão escalonada com cinco níveis cuja a amplitude é o triplo de T_1 , que foi modulada em alta frequência em duas regiões de v_l , como mostrado na Figura 2.18b. Isso ocorreu porque apenas o braço 3 operou efetivamente em baixa frequência, enquanto o braço 1 gerou praticamente todos os níveis de tensão modulados e braço 2 produziu uma forma de onda de tensão que era modulada em alta frequência nas regiões 3 e 14 de v_l , como mostrado na Figura 2.18c.

As tensões dos capacitores C_1 e C_2 , V_{c1} e V_{c2} , também convergiram e mantiveram-se na metade da tensão total do barramento CC, ou seja, em 155,5 V, em ambos os perfis de carga aplicados, como mostrado na Figura 2.18a. Assim, na configuração N1 operando no cenário assimétrico, as tensões dos capacitores no barramento CC também são naturalmente balanceadas sem requer qualquer controle ativo adicional.

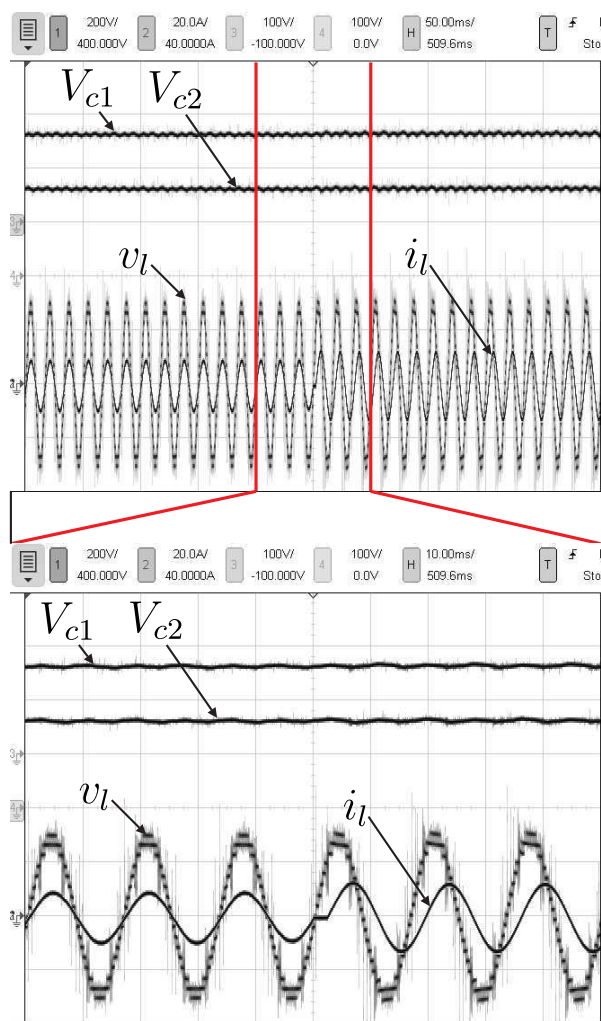
2.9.2.2 Configuração N2

Na configuração N2 com $k = 2$ transformadores alcançou $N_l = 17$ níveis de tensão de saída adotando transformadores cuja relação de espiras de um deles é três vezes maior que a do outro, como mostrado na Figura 2.19a. Nesta topologia, o secundário do transformador T_1 produziu essencialmente os níveis de tensão modulados em alta frequência, enquanto o secundário do transformador T_2 gerou uma tensão escalonada com cinco níveis, que foi triplo da tensão fornecida por T_1 e modulada em alta frequência em quatro regiões de v_l , conforme mostrado na Figura 2.19b. Esse resultado deve-se ao efeito da técnica de modulação nos braços do conversor, como mostrado na Figura 2.19c. O braço 1 sintetizou praticamente todos os níveis de tensão modulados, o braço 2 forneceu uma forma de onda de tensão que foi modulada em alta frequência nas regiões 3, 6, 11 e 14 de v_l e o braço 3 produziu uma forma de onda quadrada. Além disso, as tensões dos capacitores C_1 e

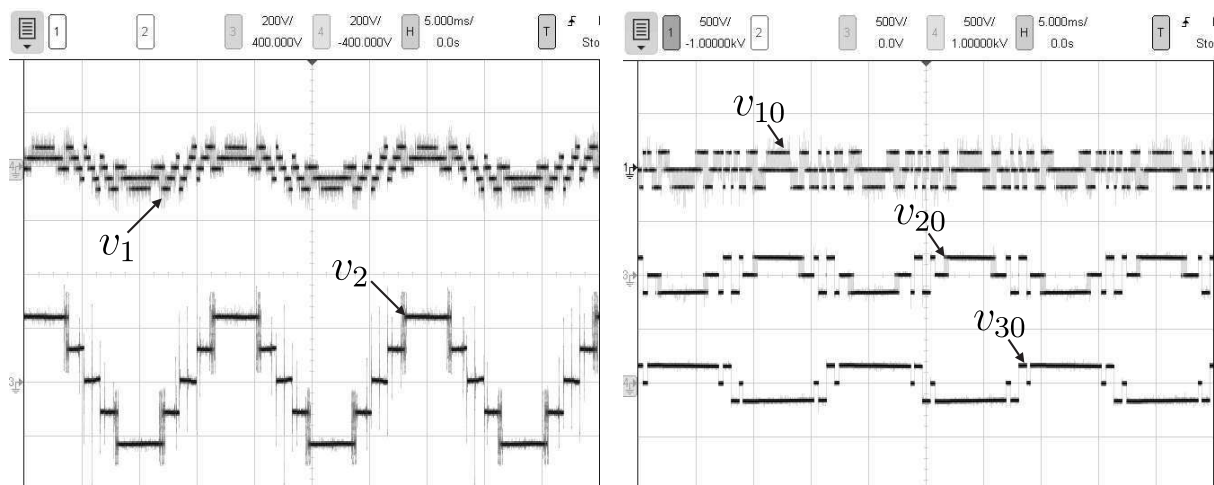
C_2 , V_{c1} e V_{c2} , mantiveram-se naturalmente equilibradas com a metade da tensão total do barramento CC, ou seja, com cerca de 155,5 V, de tal forma que o balanceamento não foi afetado pela carga transiente, como mostrado na Figura 2.19a.

2.9.2.3 Configuração N3

Como pode ser notado na Figura 2.20a, a configuração N3 com $k = 2$ transformadores forneceu $N_l = 11$ níveis quando um dos transformadores emprega uma relação de espira que é 1,5 vezes maior que a do outro. Em tal caso, o secundário de T_1 sintetizou necessariamente os níveis de tensão modulados em alta frequência, enquanto o secundário de T_2 produziu uma tensão escalonada com três níveis cuja a amplitude é 1,5 vezes a de T_1 , que foi modulada em alta frequência em duas regiões de v_l , como mostrado na Figura 2.20b. Isso ocorreu porque o braço 1 forneceu praticamente todos os níveis de tensão modulados, enquanto o braço 2 sintetizou uma forma de onda de tensão que foi modulada em alta frequência nas regiões 3 e 8 de v_l e o braço 3 produziu uma forma de onda quadrada, como mostrado na Figura 2.20c. Além disso, as tensões dos capacitores C_1 e C_2 , V_{c1} e V_{c2} , foram auto-reguladas na metade da tensão total do barramento CC, ou seja, em torno de 124,5 V, como mostrado na Figura 2.20a.



(a)



(b)

(c)

Figura 2.18 – Resultados experimentais para o cenário assimétrico - Configuração N1 com $k = 2$ transformadores. (a) Tensão de saída v_l , Corrente de saída i_l , Tensões dos capacitores V_{c1} e V_{c2} . (b) Tensões dos transformadores v_1 e v_2 . (c) Tensões de polo v_{10} , v_{20} e v_{30} .

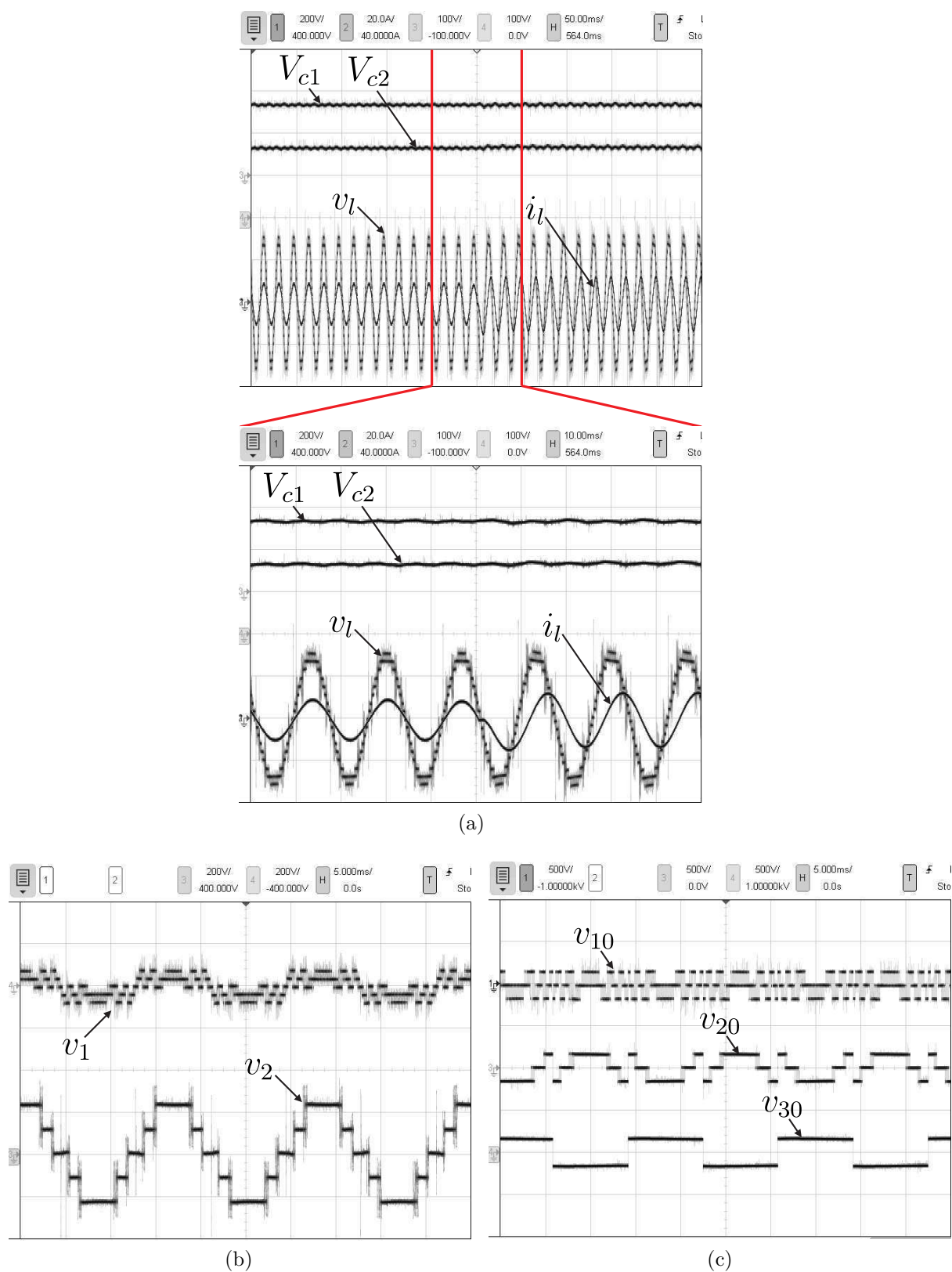


Figura 2.19 – Resultados experimentais para o cenário assimétrico - Configuração N2 com $k = 2$ transformadores. (a) Tensão de saída v_l , Corrente de saída i_l , Tensões dos capacitores V_{c1} e V_{c2} . (b) Tensões dos transformadores v_1 e v_2 . (c) Tensões de polo v_{10} , v_{20} e v_{30} .

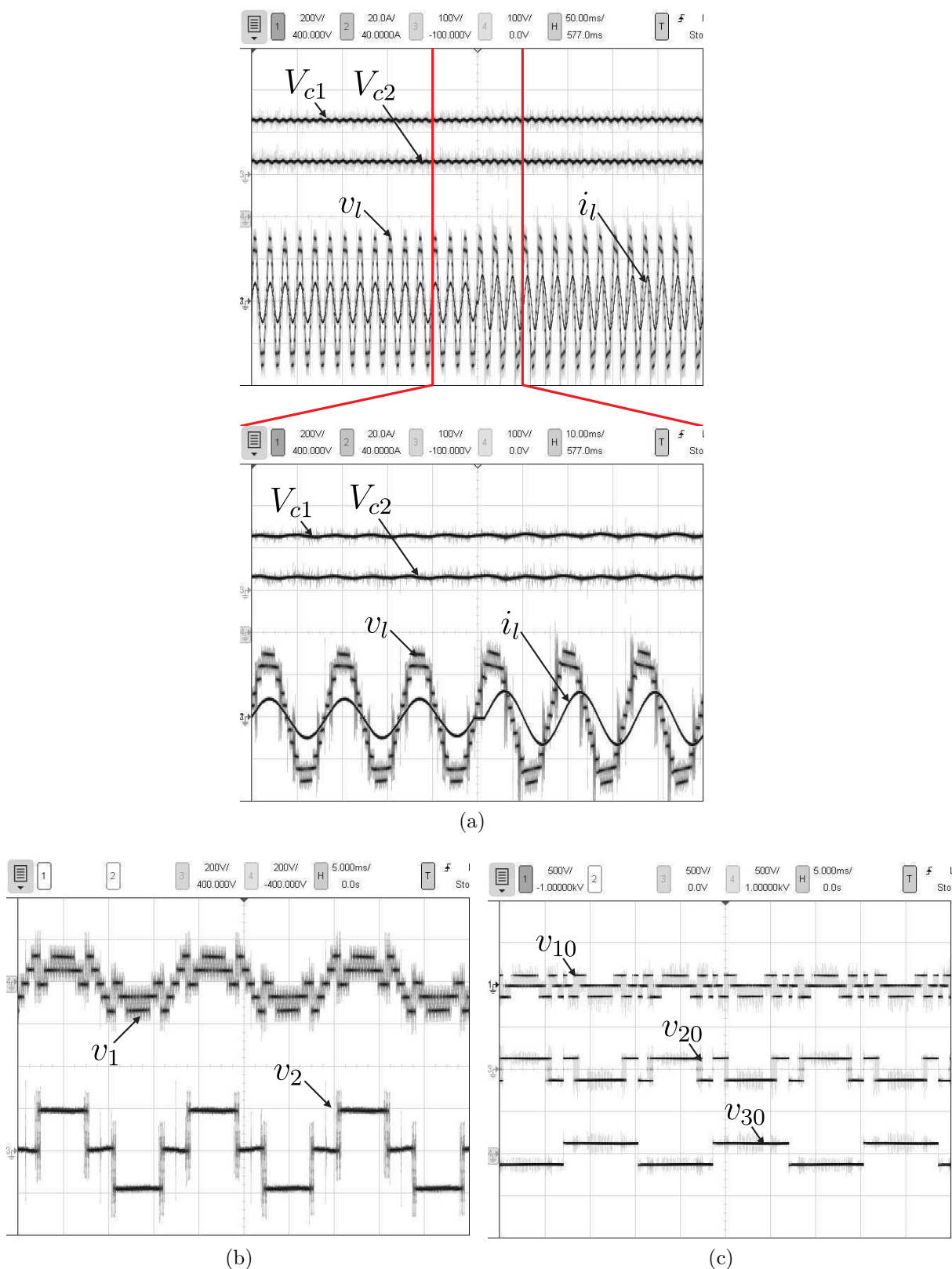


Figura 2.20 – Resultados experimentais para o cenário assimétrico - Configuração N3 com $k = 2$ transformadores. (a) Tensão de saída v_l , Corrente de saída i_l , Tensões dos capacitores V_{c1} e V_{c2} . (b) Tensões dos transformadores v_1 e v_2 . (c) Tensões de polo v_{10} , v_{20} e v_{30} .

2.10 Conclusões

Neste capítulo foram apresentados a estrutura básica e a generalização de três inversores multiníveis com transformadores em cascata que podem ser empregados em sistemas de geração de energia solar fotovoltaica isolados ou conectados à rede. A configuração N1 consistiu de transformadores em cascata acoplados a braços NPC-3L, onde uma delas foi compartilhada entre os transformadores. As configurações N2 e N3 empregaram transformadores em cascata associados a braços NPC-3L e 2L, de modo que um braço 2L foi compartilhado entre os transformadores. As relações de espiras dos transformadores para cada topologia proposta foram dimensionadas para dos cenários limites, um simétrico e outro assimétrico.

Baseada nessa abordagem, propôs-se também uma técnica de modulação generalizada baseada em funções de razão cíclica que é facilmente implementável em um DSP, uma vez que ele não exige o uso de múltiplas portadoras deslocadas em fase ou deslocadas em nível que são comuns em topologias multiníveis. No cenário simétrico, esta estratégia permitiu que apenas um braço dos conversores propostos operasse em alta frequência, enquanto os demais operassem em baixa frequência, o que permite utilizar dispositivos de comutação lenta nos braços de baixa frequência, tornando o sistema mais barato. No cenário assimétrico, esta estratégia possibilitou que os conversores propostos fossem capazes de sintetizar o número máximo de níveis de saída, otimizando a qualidade das formas de onda de saída.

Entre as topologias propostas, a operação no cenário assimétrico forneceu um maior número níveis, garantindo-lhes um melhor desempenho harmônico, assim como uma maior relação de níveis por chave, em comparação com a operação no cenário simétrico. A configurações N1 e N2 foram as que geram mais níveis, enquanto a configuração N2 ofereceu mais níveis por chaves. Quanto a potência nominal dos transformadores, as configurações N1 e N2 no cenário assimétrico foram ligeiramente menores, enquanto N3 ligeiramente maior, comparada com o cenário simétrico. No entanto, na operação simétrica, as chaves das topologias apresentaram uma distribuição corrente mais simétrica e existia somente um braço em que as chaves operavam em alta frequência. No cenário assimétrico, as chaves de todos os braços apresentaram uma corrente distinta e havia apenas um braço em que as chaves operavam em baixa frequência. Em relação as perdas, de modo geral, as topologias com transformadores simétricos apresentaram melhor eficiência do que com transformadores assimétricos. Tanto para frequência de chaveamento constante como THD constante, N3 foi a que apresentou melhor desempenho. Portanto, se objetivo é alcançar uma melhor qualidade energia usando proporcionalmente menos chaves de potência, N1 e N2 operando no cenário assimétrico são as soluções mais atrativa, com uma ligeira vantagem pra N2. Porém, se o objetivo é ter mais simetria e eficiência, N3 no cenário simétrico é a melhor opção.

No cenário simétrico, comparadas as convencionais C1 e C2, as configurações propostas praticamente geram o dobro de níveis utilizando o mesmo número de transformadores, oferecendo formas de onda de saída com menor distorção harmônica. Por outro lado, N1, N2 e N3 podem sintetizar mais níveis usando um menor número de transformadores ou o mesmo número de níveis empregando a metade do número de transformadores, oferecendo menor peso e volume e, possivelmente, menor custo para o sistema. As configurações N1, N2 e N3 também forneceram uma maior relação de níveis por chave quando comparadas à convencional C1, assim como a configuração N3 em comparação com a convencional C2, enquanto as configurações N1 e N2 tiveram uma relação de níveis por chave equivalente à da convencional C2. Além disso, todas as três apresentaram uma potência aparente total dos transformadores mais baixa comparada as convencionais, o que implica em transformadores menos volumosos, menores e mais baratos. Quanto as características das chaves de potência, as topologias propostas possuíram a desvantagem de apresentar chaves com tensões e correntes nominais assimétricas em relação a convencional C1. Porém, a principal vantagem das topologias propostas sobre as convencionais C1 e C2 é empregar chaves com a metade da tensão nominal, o que permite reduzir as perdas de energia por chaveamento. Comparadas as convencionais C1 e C2, para a frequência de chaveamento constante, N2 e N3 apresentaram perdas totais inferiores, enquanto para a THD constante, todas as três apresentaram perdas menores.

No cenário assimétrico, comparada a convencional C1, as configurações N1 e N2 sintetizaram quase o dobro dos níveis de tensão de saída, empregando o mesmo número de transformadores, de modo que é possível ter uma maior relação de níveis por chave. A configuração N3 teve resultados semelhantes para o cenário com $k = 2$ transformadores. Todos os três inversores propostos geraram mais níveis de tensão de saída usando uma quantidade igual de transformadores, bem como forneceram uma maior relação de níveis por chave em quando comparada a convencional C2. Isso significa que uma THD mais baixa pode ser obtida ao custo de proporcionalmente menos chaves. N1 e N2 também podem gerar mais níveis de tensão usando o menor número de transformadores comparada a convencional C2, o que pode tornar o sistema menos volumoso e pesado. Além disso, os transformadores das configurações propostas operaram com uma potência aparente total mais baixa que a das convencionais, o que pode tornar o sistema menor, menos volumoso e mais barato. Além disso, nas topologias propostas, as chaves com a corrente nominal mais alta também operam em baixas frequências e existem chaves com metade da tensão nominal, o que confere aos seus interruptores um custo competitivo em comparação as convencionais. Quanto às perdas, para a frequência de chaveamento constante, o comportamento é o mesmo que no cenário simétrico. Para a THD constante, N2 e N3 apresentaram melhor desempenho do que C1, enquanto N1, N2 e N3 tiveram melhor desempenho do que C2.

Adicionalmente, os sistemas propostos oferecem uma propriedade de balancea-

mento natural que pode auto regular as tensões dos capacitores no barramento CC sem qualquer controle ativo adicional. Por fim, testes experimentais para condições de carga altamente resistiva e altamente indutiva confirmaram a validade das configurações propostas e atestaram o equilíbrio natural oferecido pelo sistema.

3 Pontes-H de Nove e Três Níveis Conectadas em Série

3.1 Introdução

Neste trabalho são apresentados dois inversores multiníveis em cascata para sistemas de acionamentos de motores com OEW. As topologias propostas consistem da conexão em série de uma ponte-H de nove níveis, que é baseada no MMCC, com uma ponte de três níveis, que opera com fonte CC e capacitor flutuante (FC). Ambos sistemas são investigados considerando as relações de tensão CC assimétricas de 1:8 e 1:12 entre as pontes-H de nove e três níveis. Para tanto, o modelo e as equações que descreve o MMCC, bem como seu controle de balanceamento, são apresentadas. Além disso, para cada topologia, uma análise de operação do conversor e as equações das tensões descrevendo o modelo do sistema são apresentadas, incluindo um estudo sobre o carregamento e descarregamento do FC. Na operação com fonte CC, duas técnicas de modulação, uma para relação de 1:8 e outra pra relação de 1:12, são desenvolvidas. Na operação com FC, uma estratégia de modulação para relação de 1:8 é proposta, que é capaz regular tensão do FC. Também é apresentada uma análise comparativa entre as topologias propostas e a topologia convencional C3, mostrada na Figura 3.1, com a finalidade de avaliar as vantagens e desvantagens de uma configuração frente a outra. Por fim, os resultados de simulações e experimentais são apresentados para comprovar o desempenho e a viabilidade das configurações propostas.

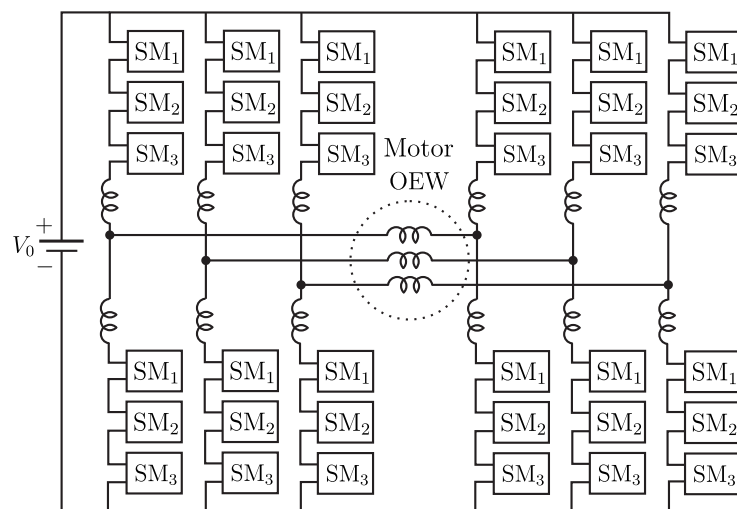


Figura 3.1 – Configuração baseada no MMCC para acionamentos de motor com OEW - Convencional C3.

3.2 Topologias Propostas

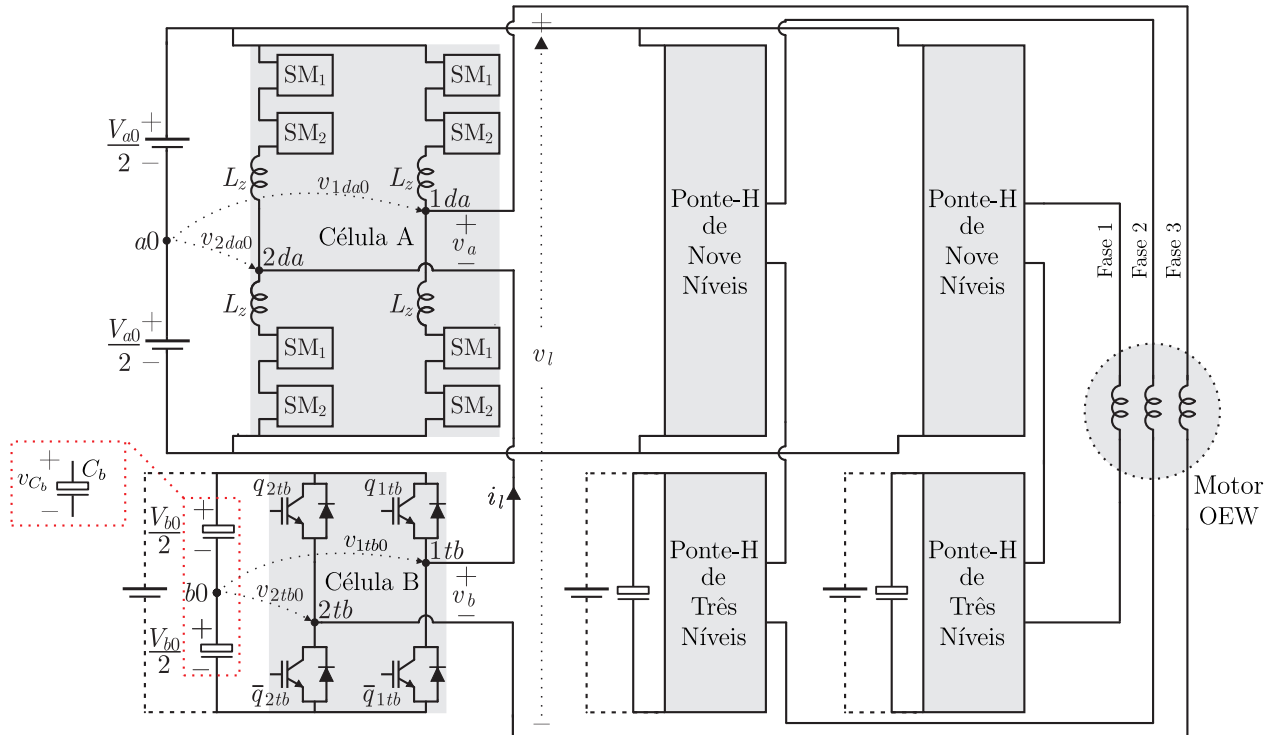
Na Figura 3.2 é mostrado os inversores multiníveis assimétricos em cascata propostos, denominados configurações M1 e M2. Cada fase das topologias propostas consiste em uma ponte-H de nove níveis e uma ponte-H de três níveis conectadas em série. As pontes-H de nove níveis são conectados em paralelo a uma única fonte CC isolada com tensão igual a V_{a0} , enquanto as pontes-H de três são alimentadas individualmente de duas maneiras, uma usando fonte CC com tensão igual a V_{b0} e a outra usando um capacitor flutuante (FC) C_b , cuja tensão deve ser regulada em V_{b0} . As pontes-H são implementadas usando o MMCC baseado na configuração DSCC. Na configuração M1, dois braços DSCC de cinco níveis (*five-level* - 5L) são empregados para esse fim, como mostrado Figura 3.2a. Na configuração M2, as pontes-H de nove níveis são composta por um braço DSCC-5L e um braço 2L, como mostrado Figura 3.2b. Na operação sem FC, quatro fontes CC isoladas são utilizadas no sistema proposto. Na operação com FC, uma única fonte CC é necessária, eliminando a necessidade de transformadores de múltiplos enrolamentos com mudança de fase para fornecer as fontes CC isoladas.

3.3 Modelo do Braço DSCC

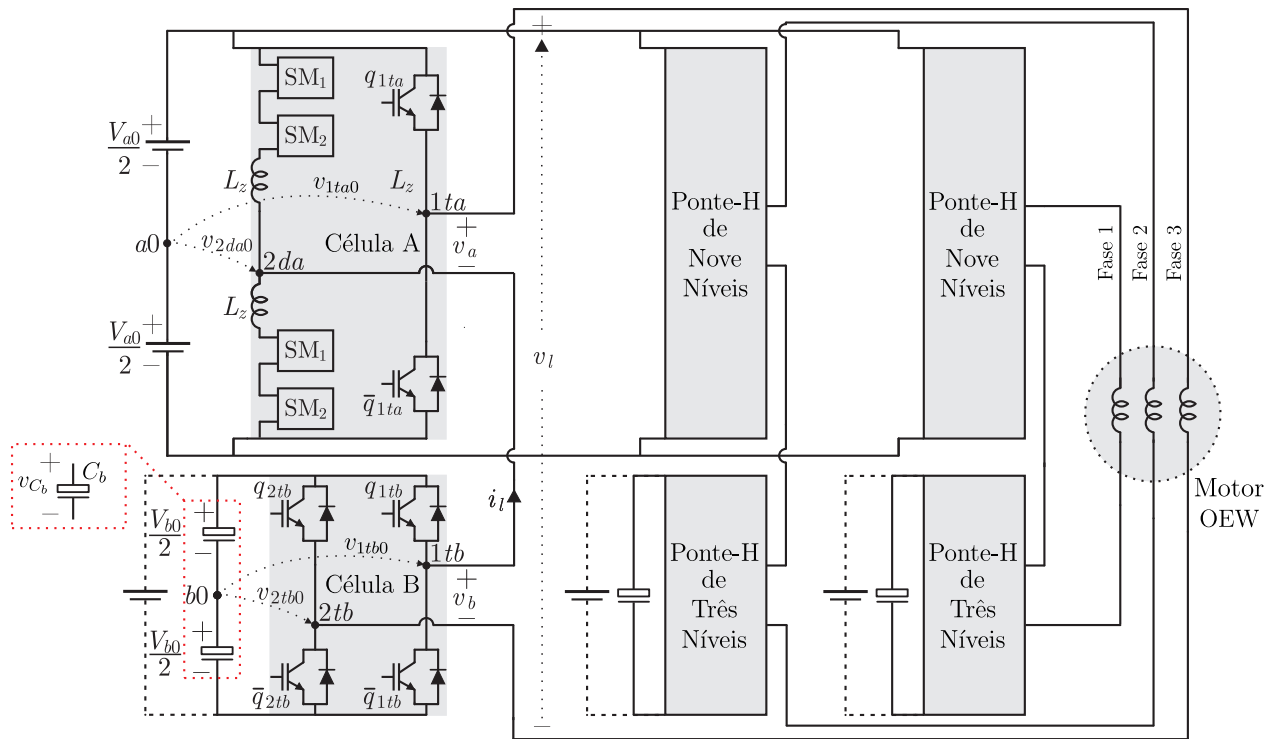
O circuito do braço DSCC é composta por duas pernas, uma superior que é conectada ao terminal positivo da fonte e outra inferior que é conectada ao terminal negativo da fonte, conforme mostrado na Figura 3.3 (denominadas como pernas positiva e negativa, respectivamente). As duas pernas são constituídas por dois submódulos (SMs) conectados em série e são unidas por indutores magneticamente acoplados. Cada SM opera como uma fonte de tensão controlada e é implementado a partir de um conversor de meia ponte e um capacitor. O número de SMs por perna define o número de níveis de tensão gerados pelo braço DSCC. Uma vez que existem duas SMs de meia ponte por perna, é possível obter cinco níveis de tensão de polo.

As tensões nos terminais dos SMs (v_{xji} , onde $x = [P \text{ ou } N]$ denota o braço positivo e negativo, $j = [1 \text{ ou } 2]$ é usado para diferenciar o braço DSCC ou 2L por célula e $i = [1, 2]$ representa o índice do SM) dependem dos estados de condução das chaves q_{xji} , em que $q_{xji} = 1$ indicam chaves fechadas e $q_{xji} = 0$ indicam chaves abertas. Os pares $q_{xji} - \bar{q}_{xji}$ são complementares. Assim sendo, quando a chave q_{xji} está fechada, v_{xji} assume o valor da tensão do capacitor local v_{Cxji} , que corresponde à metade do valor da fonte CC que alimenta a célula A, ou seja, $V_{a0}/2$. Contrariamente, quando q_{xji} está aberto, v_{xji} assume valor nulo. Então, as tensões das pernas positivos e negativos (v_{xj}) podem ser expressas em termos de q_{xji} , conforme a seguinte expressão:

$$v_{xj} = q_{xj1}v_{Cxj1} + q_{xj2}v_{Cxj2} = (q_{xj1} + q_{xj2}) \frac{V_{a0}}{2}. \quad (3.1)$$



(a)



(b)

Figura 3.2 – Inversores multiníveis assimétricos em cascata propostos. (a) Configuração M1. (b) Configuração M2.

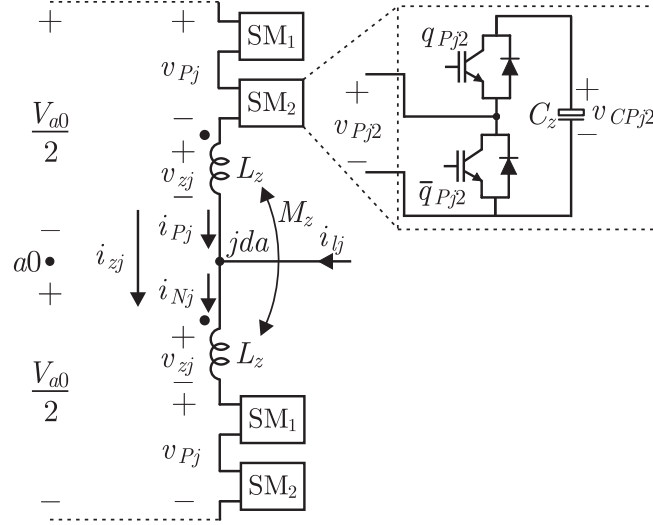


Figura 3.3 – Circuito do braço DSCC de cinco níveis.

Analisando o circuito nodal da Figura 3.3, a corrente de fase i_l ($i_l = -i_{l1} = i_{l2}$) pode ser representada pela subtração entre as correntes das pernas positiva (i_{Pj}) e negativa (i_{Nj}) da seguinte maneira:

$$i_{lj} = i_{Nj} - i_{Pj} \quad (3.2)$$

A corrente de circulação (i_{zj}) corresponde ao valor médio das correntes das pernas positiva e negativa, ou seja,

$$i_{zj} = \frac{1}{2} (i_{Nj} + i_{Pj}). \quad (3.3)$$

Resolvendo (3.2)-(3.3) para i_P e i_N é obtido

$$i_{Pj} = i_{zj} - \frac{i_{lj}}{2} \quad (3.4)$$

$$i_{Nj} = i_{zj} + \frac{i_{lj}}{2}. \quad (3.5)$$

A partir das malhas CC internas do circuito dado na Figura 3.3, é possível derivar as expressões das tensões nas pernas positiva (v_{Pj}) e negativa (v_{Nj}) em função da tensão de polo (v_{jda0}) como:

$$v_{Pj} = \frac{1}{2} V_{a0} - R_z i_{Pj} - L_z \frac{di_{Pj}}{dt} - M_z \frac{di_{Nj}}{dt} - v_{jda0} \quad (3.6)$$

$$v_{Nj} = \frac{1}{2} V_{a0} - R_z i_{Nj} - L_z \frac{di_{Nj}}{dt} - M_z \frac{di_{Pj}}{dt} + v_{jda0}. \quad (3.7)$$

onde L_z , M_z e R_z são a indutância da perna, indutância mútua entre as pernas indutivas e a resistência de cada perna indutivas, respectivamente.

Subtraindo e somando (3.6) e (3.7) e depois usando as relações (3.2) e (3.3), as expressões relativas às tensões de polos dos braços DSCC (v_{jda0}) e as tensões através dos

indutores das pernas (v_{zj}) podem ser determinadas por:

$$v_{jda0} = \frac{1}{2} \left[v_{Nj} - v_{Pj} + R_z i_{lj} + (L_z - M_z) \frac{di_{lj}}{dt} \right] \quad (3.8)$$

$$v_{zj} = R_z i_{zj} + (L_z + M_z) \frac{di_{zj}}{dt} = \frac{1}{2} (V_{a0} - v_{Pj} - v_{Nj}). \quad (3.9)$$

Uma vez que indutores acoplados não produzem efeito indutivo em i_{lj} , garantindo uma forma de onda de v_{jda0} com níveis de tensão constante (não curvados), a equação (3.8) pode ser reescrita sem os termos proporcionais à indutância da perna da seguinte forma [61]:

$$v_{jda0} = \frac{1}{2} (v_{Nj} - v_{Pj}). \quad (3.10)$$

3.4 Tensões do Conversor

Cada fase das configurações M1 e M2 são compostas por uma ponte-H de nove níveis, nomeada como célula A, e uma ponte-H de três níveis, nomeada como célula B, conforme mostrado na Fig. 3.2. Uma vez que elas estão conectadas em série, a tensão de fase v_l dos conversores propostos é igual à soma das tensões individuais de cada célula, dada por

$$v_l = v_a + v_b \quad (3.11)$$

onde v_a e v_b são as tensões de saída da célula A e B, respectivamente.

Na configuração M1, v_a pode ser calculada a partir da tensão de polo dos braços DSCC v_{1da0} e v_{2da0} , enquanto na configuração 2, v_a é a diferença entre a tensão de polo do braço 2L v_{1ta0} e a tensão de polo do braço DSCC v_{2da0} , isto é,

$$v_a = \begin{cases} v_{1da0} - v_{2da0}, & \text{para configuração M1} \\ v_{1ta0} - v_{2da0}, & \text{para configuração M2.} \end{cases} \quad (3.12)$$

Em ambas estruturas, v_b é definida em função das tensões de polo dos braços 2L v_{1tb0} e v_{2tb0} produzidas pela célula B, conforme a seguinte expressão:

$$v_b = v_{1tb0} - v_{2tb0}. \quad (3.13)$$

As tensões de polo dos braços DSCC (v_{jda0}) dependem dos estados de condução das chaves q_{Pj1} , q_{Pj2} , q_{Nj1} e q_{Nj2} , e podem assumir cinco valores diferentes, $V_{a0}/2$, $V_{a0}/4$, 0 , $-V_{a0}/4$, $-V_{a0}/2$, conforme mostrado na Tabela 3.1. Então, a partir de (3.1) e (3.10), v_{jda0} pode ser expresso por

$$v_{jda0} = (q_{Nj1} + q_{Nj2} - q_{Pj1} - q_{Pj2}) \frac{V_{a0}}{4}. \quad (3.14)$$

Tabela 3.1 – Tensões de polo dos braços DSCC e 2L em função dos estados de comutação.

Braço DSCC-5L		Braço 2L - célula A		Braço 2L - célula B	
$[q_{Pj1} q_{Pj2} q_{Nj1} q_{Nj2}]$	v_{jda0}	$[q_{jta}]$	v_{jta0}	$[q_{jtb}]$	v_{jtb0}
[0 0 1 1]	$\frac{1}{2}V_{a0}$	[1]	$\frac{1}{2}V_{a0}$	[1]	$\frac{1}{2}V_{b0}$
[0 0 0 1], [0 0 1 0], [0 1 1 1], [1 0 1 1]	$\frac{1}{4}V_{a0}$	-	-	-	-
[1 0 1 0], [1 0 0 1], [0 1 1 0], [0 1 0 1]	0	-	-	-	-
[0 1 0 0], [1 0 0 0], [1 1 0 1], [1 1 1 0]	$-\frac{1}{4}V_{a0}$	-	-	-	-
[1 1 0 0]	$-\frac{1}{2}V_{a0}$	[0]	$-\frac{1}{2}V_{a0}$	[0]	$-\frac{1}{2}V_{b0}$

As tensões de polo dos braços 2L (v_{jtk0} , onde $k = [a \text{ or } b]$) dependem dos estados de condução das chaves q_{jtk} (\bar{q}_{jtk} operam de forma complementar) e podem ter dois valores diferentes. Na célula A, o braço 2L gera $V_{a0}/2$ e $-V_{a0}/2$, enquanto a célula B, o braço 2L sintetiza $V_{b0}/2$ e $-V_{b0}/2$, quando $q_{jtk} = 1$ e $q_{jtk} = 0$, respectivamente, como mostrado na Tabela 3.1. As tensões v_{jtk0} para as células A e B são descritas, respectivamente, da seguinte maneira:

$$v_{jta0} = (2q_{jta} - 1) \frac{V_{a0}}{2} \quad (3.15)$$

$$v_{jtb0} = (2q_{jtb} - 1) \frac{V_{b0}}{2} \quad (3.16)$$

Célula A composta por dois braços DSCC pode sintetizar nove níveis diferentes de tensão, ou seja, v_a pode assumir V_{a0} , $3V_{a0}/4$, $V_{a0}/2$, $V_{a0}/4$, 0 , $-V_{a0}/4$, $-V_{a0}/2$, $-3V_{a0}/4$ e $-V_{a0}$, conforme mostrado na Tabela 3.2. A célula A construída com um braço 2L e um braço DSCC também gera nove diferentes níveis de tensão, mas existem apenas duas combinações de tensão redundantes, que ocorre no nível 0, como mostrado na Tabela 3.2. Como pode ser visto, em cada fase de ambas as configurações, a célula A pode operar, em cada meio ciclo de v_a , com apenas um dos braços gerando $V_{a0}/2$ ou $-V_{a0}/2$ (braço 2L para a configuração M2), que fornece uma forma de onda quadrada de tensão em um ciclo de v_a , enquanto o outro braço gera 5 níveis de tensão modulados em alta frequência.

A célula B, que tem dois braços 2L, pode operar com uma fonte CC ou com um capacitor flutuante, cuja tensão do capacitor C_b (v_{C_b}) deve ser mantida em V_{b0} . Em ambas as circunstâncias, ele sintetiza três diferentes níveis de tensão, de modo que v_b pode assumir os valores V_{b0} , 0 e $-V_{b0}$, como mostrado na Tabela 3.3. Operando com FC, o estado de carga do capacitor C_b na célula B para cada fase das configurações propostas depende da polaridade da corrente de fase i_l .

Dessa forma, quando a corrente $i_l \geq 0$, o estado $[q_{1tb} q_{2tb}] = [1 0]$ faz com que a célula B forneça potência, descarregando o capacitor C_b , enquanto o estado $[q_{1tb} q_{2tb}] = [0 1]$ faz com que a célula B absorva potência, carregando o capacitor C_b . O estado $[q_{1tb} q_{2tb}] = [1 1]$ e $[q_{1tb} q_{2tb}] = [0 0]$ faz com que a célula B contorne o capacitor C_b . Se a corrente $i_l < 0$, o

Tabela 3.2 – Tensões da célula A para as configurações M1 e M2.

Configuração M1		Configuração M2		
v_{1da0}	v_{2da0}	v_{1ta0}	v_{2da0}	v_a
$\frac{1}{2}V_{a0}$	$-\frac{1}{2}V_{a0}$	$\frac{1}{2}V_{a0}$	$-\frac{1}{2}V_{a0}$	V_{a0}
$\frac{1}{2}V_{a0}$	$-\frac{1}{4}V_{a0}$	$\frac{1}{2}V_{a0}$	$-\frac{1}{4}V_{a0}$	$\frac{3}{4}V_{a0}$
$\frac{1}{4}V_{a0}$	$-\frac{1}{2}V_{a0}$	-	-	
$\frac{1}{2}V_{a0}$	0	$\frac{1}{2}V_{a0}$	0	$\frac{1}{2}V_{a0}$
$\frac{1}{4}V_{a0}$	$-\frac{1}{4}V_{a0}$	-	-	
0	$-\frac{1}{2}V_{a0}$	-	-	
$\frac{1}{2}V_{a0}$	$\frac{1}{4}V_{a0}$	$\frac{1}{2}V_{a0}$	$\frac{1}{4}V_{a0}$	$\frac{1}{4}V_{a0}$
$\frac{1}{4}V_{a0}$	0	-	-	
0	$-\frac{1}{4}V_{a0}$	-	-	
$-\frac{1}{4}V_{a0}$	$-\frac{1}{2}V_{a0}$	-	-	
$\frac{1}{2}V_{a0}$	$\frac{1}{2}V_{a0}$	$\frac{1}{2}V_{a0}$	$\frac{1}{2}V_{a0}$	0
$\frac{1}{4}V_{a0}$	$\frac{1}{4}V_{a0}$	$-\frac{1}{2}V_{a0}$	$-\frac{1}{2}V_{a0}$	
0	0	-	-	
$-\frac{1}{4}V_{a0}$	$-\frac{1}{4}V_{a0}$	-	-	
$-\frac{1}{2}V_{a0}$	$-\frac{1}{2}V_{a0}$	-	-	
$\frac{1}{4}V_{a0}$	$\frac{1}{2}V_{a0}$	$-\frac{1}{2}V_{a0}$	$-\frac{1}{4}V_{a0}$	$-\frac{1}{4}V_{a0}$
0	$\frac{1}{4}V_{a0}$	-	-	
$-\frac{1}{4}V_{a0}$	0	-	-	
$-\frac{1}{2}V_{a0}$	$-\frac{1}{4}V_{a0}$	-	-	
0	$\frac{1}{2}V_{a0}$	$-\frac{1}{2}V_{a0}$	0	$-\frac{1}{2}V_{a0}$
$-\frac{1}{4}V_{a0}$	$\frac{1}{4}V_{a0}$	-	-	
$-\frac{1}{2}V_{a0}$	0	-	-	
$-\frac{1}{4}V_{a0}$	$\frac{1}{2}V_{a0}$	$-\frac{1}{2}V_{a0}$	$\frac{1}{4}V_{a0}$	$-\frac{3}{4}V_{a0}$
$-\frac{1}{2}V_{a0}$	$\frac{1}{4}V_{a0}$	-	-	
$-\frac{1}{2}V_{a0}$	$\frac{1}{2}V_{a0}$	$-\frac{1}{2}V_{a0}$	$\frac{1}{2}V_{a0}$	$-V_{a0}$

 Tabela 3.3 – Tensões da célula B e estados de carga do capacitor C_b em função dos estados de chaveamento e da corrente de fase i_l .

$[q_{1tb} \ q_{2tb}]$	v_{1tb0}	v_{2tb0}	v_b	Efeito em C_b	
				$i_l \geq 0$	$i_l < 0$
[1 0]	$\frac{1}{2}V_{b0}$	$-\frac{1}{2}V_{b0}$	V_{b0}	-	+
[1 1]	$\frac{1}{2}V_{b0}$	$\frac{1}{2}V_{b0}$	0	0	0
[0 0]	$-\frac{1}{2}V_{b0}$	$-\frac{1}{2}V_{b0}$	0	0	0
[0 1]	$-\frac{1}{2}V_{b0}$	$\frac{1}{2}V_{b0}$	$-V_{b0}$	+	-

estado de carregamento do capacitor C_b é complementar. O efeito da corrente i_l no estado de carga do capacitor C_b é detalhado na Tabela 3.3, onde os sinais +, - e 0 indicam que o capacitor C_b está carregando, descarregando e contornando, respectivamente.

Ao conectar as células A e B em série usando uma relação de tensão CC de 1 : r entre elas, onde $V_{0a} = rV_{0b}$, é possível operar com os três cenários de números de níveis

de tensão de fase que são uniformemente espaçados entre níveis adjacentes. A relação de tensão CC que alcança o máximo número de níveis é $V_{0a} = 12V_{0b}$ ($r = 12$), que produz 27 níveis de tensão de fase. Neste cenário, não há estados de comutação redundantes, o que pode ser problemático se a célula B for alimentada por um FC, porque dificultaria o equilíbrio do capacitor. O número de níveis de tensão pode ser reduzido para recuperar a redundância do estado de comutação. Então, a próxima relação de tensão CC mais baixa que gera degraus de tensão iguais nas estruturas propostas é $V_{0a} = 8V_{0b}$ ($r = 8$), que resulta em 19 níveis de tensão de fase. O último cenário de níveis uniformes ocorre se a tensão CC de cada célula é configurada com o mesmo valor, ou seja, com $V_{0a} = V_{0b}$ ($r = 1$), que produz 17 níveis de tensão. No entanto, este caso oferece uma assimetria nos dispositivos semicondutores que não é atrativa para as topologias propostas, onde os dispositivos das pontes-H de nove níveis e três níveis têm menor e maior tensão nominal, respectivamente.

Assim sendo, para produzir uma forma de onda de v_l com níveis igualmente espaçados, as amplitudes das tensões V_{a0} e V_{b0} podem ser calculadas por

$$V_{a0} = \frac{rV_0}{r+1} \quad (3.17)$$

$$V_{b0} = \frac{V_0}{r+1} \quad (3.18)$$

onde $V_0 = V_{a0} + V_{b0}$ corresponde a tensão CC total que alimenta o conversor e $r = [1, 8 \text{ ou } 12]$.

Neste trabalho, as relações de tensão CC consideradas são 1:8 e 1:12. Na relação de 1:8, as configurações propostas são abordadas operando com fontes CC e FC nas ponte-H de três níveis (célula B). Na relação de 1:12, as configurações propostas são abordadas somente operando com fontes CC.

3.4.1 Relação de 1 : 8

Os níveis de tensão obtidos pelas configurações propostas operando com a relação de 1:8 ($V_{0a} = 8V_{0b}$) são mostrados na Tabela 3.4, que também inclui os efeitos da polaridade de i_l no estado de carga do capacitor C_b . Como pode ser notado, é possível sintetizar 19 diferentes níveis de tensão de fase, uma vez que a célula A produz nove níveis com um degrau de tensão igual a $2V_{b0}$ ($= V_{a0}/4$), enquanto a célula B sintetiza três níveis com um degrau de tensão igual a V_{b0} . Neste cenário, há duas combinações de tensão redundantes para os níveis $\pm 7V_{b0}$, $\pm 5V_{b0}$, $\pm 3V_{b0}$ e $\pm V_{b0}$. Para operação com FC, esses graus de liberdade podem ser utilizados para balancear a tensão do capacitor C_b , uma vez que eles podem carregar (+) ou descarregar (-) o capacitor C_b em ambos os ciclos da corrente de fase i_l . Os níveis $\pm 8V_{b0}$, $\pm 6V_{b0}$, $\pm 4V_{b0}$, $\pm 2V_{b0}$ e 0 ignoram o capacitor C_b (0), não desequilibrando-o. Os níveis $\pm 9V_{b0}$ carregam ou descarregam o capacitor C_b apenas em meio ciclo de i_l .

Tabela 3.4 – Tensões de saída dos conversores propostos com a relação de 1:8 e seus correspondentes estados de carregamento do capacitor C_b em função da corrente de fase i_l .

v_a	v_b	$v_l = v_a + v_b$	$v_l (1 : 8)$	Efeito em C_b	
				$i_l \geq 0$	$i_l < 0$
$V_{a0} (= 8V_{b0})$	V_{b0}	$V_{a0} + V_{b0}$	$9V_{b0}$	–	+
$V_{a0} (= 8V_{b0})$	0	V_{a0}	$8V_{b0}$	0	0
$V_{a0} (= 8V_{b0})$	$-V_{b0}$	$V_{a0} - V_{b0}$	$7V_{b0}$	+	–
$\frac{3}{4}V_{a0} (= 6V_{b0})$	V_{b0}	$\frac{3}{4}V_{a0} + V_{b0}$		–	+
$\frac{3}{4}V_{a0} (= 6V_{b0})$	0	$\frac{3}{4}V_{a0}$	$6V_{b0}$	0	0
$\frac{3}{4}V_{a0} (= 6V_{b0})$	$-V_{b0}$	$\frac{3}{4}V_{a0} - V_{b0}$	$5V_{b0}$	+	–
$\frac{1}{2}V_{a0} (= 4V_{b0})$	V_{b0}	$\frac{1}{2}V_{a0} + V_{b0}$		–	+
$\frac{1}{2}V_{a0} (= 4V_{b0})$	0	$\frac{1}{2}V_{a0}$	$4V_{b0}$	0	0
$\frac{1}{2}V_{a0} (= 4V_{b0})$	$-V_{b0}$	$\frac{1}{2}V_{a0} - V_{b0}$	$3V_{b0}$	+	–
$\frac{1}{4}V_{a0} (= 2V_{b0})$	V_{b0}	$\frac{1}{4}V_{a0} + V_{b0}$		–	+
$\frac{1}{4}V_{a0} (= 2V_{b0})$	0	$\frac{1}{4}V_{a0}$	$2V_{b0}$	0	0
$\frac{1}{4}V_{a0} (= 2V_{b0})$	$-V_{b0}$	$\frac{1}{4}V_{a0} - V_{b0}$	V_{b0}	+	–
0	V_{b0}	V_{b0}		–	+
0	0	0	0	0	0
0	$-V_{b0}$	$-V_{b0}$	$-V_{b0}$	+	–
$-\frac{1}{4}V_{a0} (= -2V_{b0})$	V_{b0}	$-\frac{1}{4}V_{a0} + V_{b0}$		–	+
$-\frac{1}{4}V_{a0} (= -2V_{b0})$	0	$-\frac{1}{4}V_{a0}$	$-2V_{b0}$	0	0
$-\frac{1}{4}V_{a0} (= -2V_{b0})$	$-V_{b0}$	$-\frac{1}{4}V_{a0} - V_{b0}$	$-3V_{b0}$	+	–
$-\frac{1}{2}V_{a0} (= -4V_{b0})$	V_{b0}	$-\frac{1}{2}V_{a0} + V_{b0}$		–	+
$-\frac{1}{2}V_{a0} (= -4V_{b0})$	0	$-\frac{1}{2}V_{a0}$	$-4V_{b0}$	0	0
$-\frac{1}{2}V_{a0} (= -4V_{b0})$	$-V_{b0}$	$-\frac{1}{2}V_{a0} - V_{b0}$	$-5V_{b0}$	+	–
$-\frac{3}{4}V_{a0} (= -6V_{b0})$	V_{b0}	$-\frac{3}{4}V_{a0} + V_{b0}$		–	+
$-\frac{3}{4}V_{a0} (= -6V_{b0})$	0	$-\frac{3}{4}V_{a0}$	$-6V_{b0}$	0	0
$-\frac{3}{4}V_{a0} (= -6V_{b0})$	$-V_{b0}$	$-\frac{3}{4}V_{a0} - V_{b0}$	$-7V_{b0}$	+	–
$-V_{a0} (= -8V_{b0})$	V_{b0}	$-V_{a0} + V_{b0}$		–	+
$-V_{a0} (= -8V_{b0})$	0	$-V_{a0}$	$-8V_{b0}$	0	0
$-V_{a0} (= -8V_{b0})$	$-V_{b0}$	$-V_{a0} - V_{b0}$	$-9V_{b0}$	+	–

3.4.2 Relação de 1 : 12

Na Tabela 3.5 são mostrados os níveis de tensão produzidos pelas configurações propostas operando com a relação de 1:12 ($V_{0a} = 12V_{0b}$). Como pode ser observado, com essa relação, a célula A pode sintetizar nove níveis com um degrau de tensão igual a $3V_{b0}$ ($= V_{a0}/4$), enquanto célula B produz três níveis com um degrau de tensão igual a V_{b0} , o que resulta em 27 diferentes níveis de tensão de fase. Conseqüentemente, não existem

combinações de tensão redundantes para nenhum dos níveis gerados.

Tabela 3.5 – Tensões de saída dos conversores propostos com a relação de 1:12.

v_a	v_b	$v_l = v_a + v_b$	$v_l (1 : 12)$
$V_{a0} (= 12V_{b0})$	V_{b0}	$V_{a0} + V_{b0}$	$13V_{b0}$
$V_{a0} (= 12V_{b0})$	0	V_{a0}	$12V_{b0}$
$V_{a0} (= 12V_{b0})$	$-V_{b0}$	$V_{a0} - V_{b0}$	$11V_{b0}$
$\frac{3}{4}V_{a0} (= 9V_{b0})$	V_{b0}	$\frac{3}{4}V_{a0} + V_{b0}$	$10V_{b0}$
$\frac{3}{4}V_{a0} (= 9V_{b0})$	0	$\frac{3}{4}V_{a0}$	$9V_{b0}$
$\frac{3}{4}V_{a0} (= 9V_{b0})$	$-V_{b0}$	$\frac{3}{4}V_{a0} - V_{b0}$	$8V_{b0}$
$\frac{1}{2}V_{a0} (= 6V_{b0})$	V_{b0}	$\frac{1}{2}V_{a0} + V_{b0}$	$7V_{b0}$
$\frac{1}{2}V_{a0} (= 6V_{b0})$	0	$\frac{1}{2}V_{a0}$	$6V_{b0}$
$\frac{1}{2}V_{a0} (= 6V_{b0})$	$-V_{b0}$	$\frac{1}{2}V_{a0} - V_{b0}$	$5V_{b0}$
$\frac{1}{4}V_{a0} (= 3V_{b0})$	V_{b0}	$\frac{1}{4}V_{a0} + V_{b0}$	$4V_{b0}$
$\frac{1}{4}V_{a0} (= 3V_{b0})$	0	$\frac{1}{4}V_{a0}$	$3V_{b0}$
$\frac{1}{4}V_{a0} (= 3V_{b0})$	$-V_{b0}$	$\frac{1}{4}V_{a0} - V_{b0}$	$2V_{b0}$
0	V_{b0}	V_{b0}	V_{b0}
0	0	0	0
0	$-V_{b0}$	$-V_{b0}$	$-V_{b0}$
$-\frac{1}{4}V_{a0} (= -3V_{b0})$	V_{b0}	$-\frac{1}{4}V_{a0} + V_{b0}$	$-2V_{b0}$
$-\frac{1}{4}V_{a0} (= -3V_{b0})$	0	$-\frac{1}{4}V_{a0}$	$-3V_{b0}$
$-\frac{1}{4}V_{a0} (= -3V_{b0})$	$-V_{b0}$	$-\frac{1}{4}V_{a0} - V_{b0}$	$-4V_{b0}$
$-\frac{1}{2}V_{a0} (= -6V_{b0})$	V_{b0}	$-\frac{1}{2}V_{a0} + V_{b0}$	$-5V_{b0}$
$-\frac{1}{2}V_{a0} (= -6V_{b0})$	0	$-\frac{1}{2}V_{a0}$	$-6V_{b0}$
$-\frac{1}{2}V_{a0} (= -6V_{b0})$	$-V_{b0}$	$-\frac{1}{2}V_{a0} - V_{b0}$	$-7V_{b0}$
$-\frac{3}{4}V_{a0} (= -9V_{b0})$	V_{b0}	$-\frac{3}{4}V_{a0} + V_{b0}$	$-8V_{b0}$
$-\frac{3}{4}V_{a0} (= -9V_{b0})$	0	$-\frac{3}{4}V_{a0}$	$-9V_{b0}$
$-\frac{3}{4}V_{a0} (= -9V_{b0})$	$-V_{b0}$	$-\frac{3}{4}V_{a0} - V_{b0}$	$-10V_{b0}$
$-V_{a0} (= -12V_{b0})$	V_{b0}	$-V_{a0} + V_{b0}$	$-11V_{b0}$
$-V_{a0} (= -12V_{b0})$	0	$-V_{a0}$	$-12V_{b0}$
$-V_{a0} (= -12V_{b0})$	$-V_{b0}$	$-V_{a0} - V_{b0}$	$-13V_{b0}$

3.5 Técnica de Modulação

Nesta seção, técnicas de modulação para as configurações propostas usando a relação de 1:8, o que inclui a operação com fonte CC e com FC, e relação de 1:12 são propostas. O método descrito aqui é baseado em calcular as tensões de referência das células A e B (v_k^* , onde “*” no sobrescrito indica uma variável de referência) em cada fase e, a partir delas, determinar as tensões de polo de referência (v_{jpk0}^* , onde $p = [d \text{ ou } t]$) de cada braço. Os braços DSCC são controladas usando um esquema de modulação de largura de pulso (*pulse-width modulation* - PWM) com deslocamento de nível semelhante ao discutido em [73]. Os diagramas esquemáticos para as estratégias de modulação das topologias propostas operando com as relações de 1:8 e 1:12 são mostrados na Figura 3.4.

Para comandar adequadamente o braço DSCC, o número total de SMs que devem ser ligados nas pernas positiva (n_{Pj}) e negativa (n_{Nj}) é aplicado em um algoritmo de balanceamento de tensão, que gera os sinais de disparo para as chaves q_{xji} capazes de equilibrar os capacitores dos SMs no braço DSCC, como mostrado na Figura 3.4. Os números totais de SMs n_{Pj} e n_{Nj} são calculados por:

$$n_{Pj} = Q_{Pj1} + Q_{Pj2} \quad (3.19)$$

$$n_{Nj} = Q_{Nj1} + Q_{Nj2} \quad (3.20)$$

onde Q_{Pj1} , Q_{Pj2} , Q_{Nj1} e Q_{Nj2} são os estados das chaves q_{Pj1} , q_{Pj2} , q_{Nj1} e q_{Nj2} antes do algoritmo de balanceamento, respectivamente, e que definem o nível de tensão sintetizado pelo braço DSCC.

Os estados Q_{Pji} da perna positiva e os estados Q_{Nji} da perna negativa são obtidos ao comparar as tensões das pernas de referência v_{Pj}^* e v_{Nj}^* com portadoras triangulares deslocadas em nível (*Level-Shifted Triangular Carriers* - LSTCs), respectivamente. Para o braço DSCC pode gerar cinco níveis de tensão de polo, duas LSTCs arranjadas com fase θ_{jda} são utilizadas nesta comparação, como mostrado na Figura 3.4. Utilizando (3.9) e (3.10) e considerando a tensões através dos indutores das pernas igual a zero (ou seja, $v_{zj}^* = 0$), v_{Pjk}^* e v_{Njk}^* podem ser calculadas a partir da tensão de polo de referência dos braços DSCC (v_{jk0}^*), como apresentado nas seguintes expressões:

$$v_{Pj}^* = \frac{V_{a0}^*}{2} - v_{jda0}^* \quad (3.21)$$

$$v_{Nj}^* = \frac{V_{a0}^*}{2} + v_{jda0}^* \quad (3.22)$$

Os sinais de disparo para as chaves q_{jtk} dos braços 2L são obtidas diretamente ao comparar as tensões de polo de referência dos braços 2L (v_{jtk0}^*) com uma portadora triangular utilizando a fase θ_{jtk} , como mostrado na Figura 3.4.

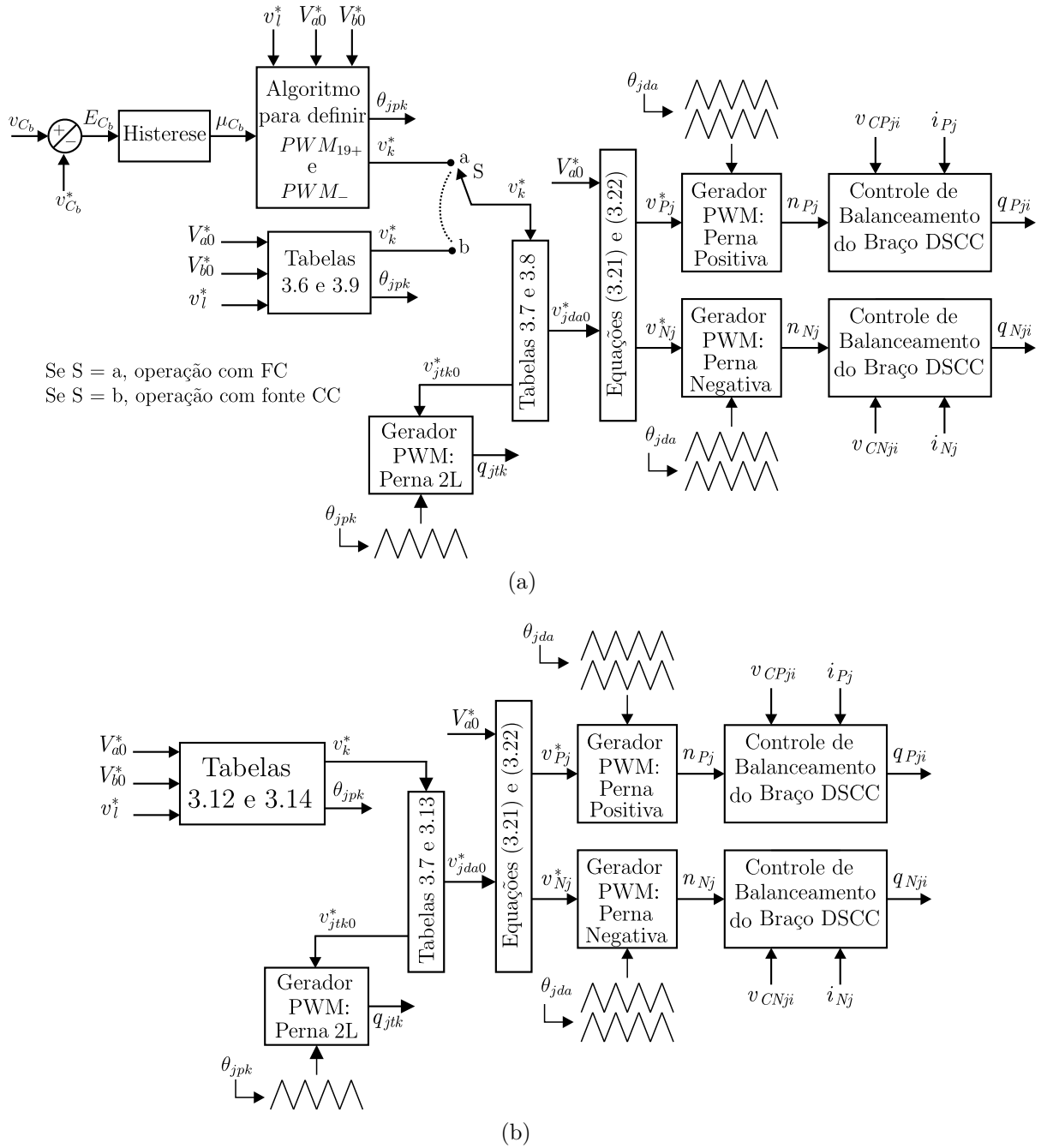


Figura 3.4 – Diagramas esquemáticos para as estratégias de modulação das topologias propostas. (a) Operando com a relação de 1:8. (b) Operando com a relação de 1:12.

3.5.1 Relação de 1 : 8

3.5.1.1 Operação com fonte CC

As tensões de polo de referência para os braços 2L e DSCC são definidas a fim de impor uma tensão média na saída dos conversores propostos correspondente à tensão de fase de referência v_i^* , dada por

$$v_i^* = m_a V_0^* \sin(\omega t - \theta_l) \quad (3.23)$$

onde $\theta_l = 120^\circ(g - 1)$ corresponde ao ângulo de fase de v_l^* , de modo que $g = 1, 2$ ou 3 e $m_a = V_l/V_0$ representa o índice de modulação (V_l é a amplitude de v_l^*). No entanto, antes de calcular as tensões do polo de referência (v_{jpk0}^*), é necessário determinar as tensões de referência das células A (v_a^*) e B (v_b^*).

As configurações propostas empregando uma relação de tensão CC de 1:8 entre as células podem produzir 19 níveis de tensão de fase. Neste cenário, a célula A, que tem a maior potência, pode gerar uma forma de onda escalonada com nove níveis, de forma que as tensões de referência da célula A (v_a^*) e B (v_b^*) podem ser calculadas em nove regiões de v_l^* . Essas regiões são delimitadas pelas combinações de tensão redundantes mais próximas que carregam (+) o capacitor C_b quando $i_l \geq 0$ [ou descarregam (-) quando $i_l < 0$], que são apresentadas na Tabela 3.4. Assim, v_a^* é igual a V_{a0}^* , $3V_{a0}^*/4$, $V_{a0}^*/2$, $V_{a0}^*/4$, 0 , $-V_{a0}^*/4$, $-V_{a0}^*/2$, $-3V_{a0}^*/4$ e $-V_{a0}^*$ quando v_l^* está localizada nas regiões entre os níveis $(s_1 - 2)V_{b0}^*$ e $s_1V_{b0}^*$ [ou seja, $(s_1 - 2)V_{b0}^* \leq v_l^* < s_1V_{b0}^*$], de modo que $s_1 = 9, 7, 5, 3, 1, -1, -3, -5$ e -7 , respectivamente. A célula B, que tem a menor potência, corresponde ao estágio que produz os níveis modulados em alta frequência, que a célula A não é capaz de sintetizar. Conseqüentemente, de acordo com (3.11), v_b^* é determinado subtraindo-se a tensão de referência da célula A (v_a^*) da tensão de fase de referência (v_l^*), ou seja, $-v_a^* + v_l^*$. A Tabela 3.6 mostra as referências v_a^* e v_b^* para todas as regiões de v_l^* quando as topologias estão operando com uma relação de 1:8.

Tabela 3.6 – Tensões de referências das células A e B que geram 19 níveis e carregam C_b quando $i_l \geq 0$ (Relação de 1:8).

Regiões de v_l^*	Referência para as células A e B.	
$7V_{b0}^* \leq v_l^*$	$v_a^* = V_{a0}^*$	$v_b^* = -V_{a0}^* + v_l^*$
$5V_{b0}^* \leq v_l^* < 7V_{b0}^*$	$v_a^* = \frac{3}{4}V_{a0}^*$	$v_b^* = -\frac{3}{4}V_{a0}^* + v_l^*$
$3V_{b0}^* \leq v_l^* < 5V_{b0}^*$	$v_a^* = \frac{1}{2}V_{a0}^*$	$v_b^* = -\frac{1}{2}V_{a0}^* + v_l^*$
$V_{b0}^* \leq v_l^* < 3V_{b0}^*$	$v_a^* = \frac{1}{4}V_{a0}^*$	$v_b^* = -\frac{1}{4}V_{a0}^* + v_l^*$
$-V_{b0}^* \leq v_l^* < V_{b0}^*$	$v_a^* = 0$	$v_b^* = v_l^*$
$-3V_{b0}^* \leq v_l^* < -V_{b0}^*$	$v_a^* = -\frac{1}{4}V_{a0}^*$	$v_b^* = \frac{1}{4}V_{a0}^* + v_l^*$
$-5V_{b0}^* \leq v_l^* < -3V_{b0}^*$	$v_a^* = -\frac{1}{2}V_{a0}^*$	$v_b^* = \frac{1}{2}V_{a0}^* + v_l^*$
$-7V_{b0}^* \leq v_l^* < -5V_{b0}^*$	$v_a^* = -\frac{3}{4}V_{a0}^*$	$v_b^* = \frac{3}{4}V_{a0}^* + v_l^*$
$v_l^* < -7V_{b0}^*$	$v_a^* = -V_{a0}^*$	$v_b^* = V_{a0}^* + v_l^*$

Na célula A, uma dos braços pode fornecer uma forma de onda de tensão quadrada (braço 2L para a configuração M2), de tal forma que, para sintetizar nove níveis de tensão escalonados de v_a^* na saída da célula, a parte restante precisa ser produzida pelo outro braço, que fornece cinco níveis de tensão. Como resultado, as tensões de polo de referência para a célula A, v_{1pa0}^* e v_{2da0}^* , são determinadas de acordo com duas regiões de v_a^* . Entretanto, o uso de v_a^* para determinar essas regiões tornaria os semiciclos positivo e negativo de v_{1pa0}^* e v_{2da0}^* assimétricos, porque v_a é igual a 0 enquanto $-V_{b0}^* \leq v_l^* < V_{b0}^*$. Para

mantê-los simétricos, utiliza-se a tensão de fase de referência v_l^* , que está sincronizada com v_a^* . Neste contexto, v_{1pa0}^* é igual a $V_{a0}^*/2$ no semiciclo positivo de v_l^* e $-V_{a0}^*/2$ no semiciclo negativo de v_l^* , enquanto v_{2da0}^* , a partir de (3.12), é determinado como $v_{1pa0}^* - v_a^*$, conforme descrito na Tabela 3.7.

Tabela 3.7 – Tensões de polo de referência v_{jpa0}^* para célula A.

Região de v_l^*	Referências v_{1pa0}^* e v_{2da0}^* para célula A	
$v_l^* \geq 0$	$v_{1pa0}^* = \frac{1}{2}V_{a0}^*$	$v_{2da0}^* = \frac{1}{2}V_{a0}^* - v_a^*$
$v_l^* < 0$	$v_{1pa0}^* = -\frac{1}{2}V_{a0}^*$	$v_{2da0}^* = -\frac{1}{2}V_{a0}^* - v_a^*$

Na célula B, um dos braços 2L pode sintetizar uma forma de onda de tensão quadrada, enquanto o outro braço pode gerar três níveis de tensão modulados em alta frequência, de modo que as tensões de polo de referência para a célula B, v_{1tb0}^* e v_{2tb0}^* , podem ser obtidas em duas regiões de v_b^* . Então, a referência v_{1tb0}^* é igual a $V_{b0}^*/2$ e $-V_{b0}^*/2$ no semiciclo positivo e negativo de v_b^* , respectivamente, como mostrado na Tabela 3.8. A referência v_{2tb0}^* , de acordo com (3.13), pode ser calculada como $v_{1tb0}^* - v_b^*$.

Tabela 3.8 – Tensões de polo de referência v_{jtb0}^* para células B (Relação de 1:8)

Região de v_b^*	Referências v_{1tb0}^* e v_{2tb0}^* para célula B	
$v_b^* \geq 0$	$v_{1tb0}^* = \frac{1}{2}V_{b0}^*$	$v_{2tb0}^* = \frac{1}{2}V_{b0}^* - v_b^*$
$v_b^* < 0$	$v_{1tb0}^* = -\frac{1}{2}V_{b0}^*$	$v_{2tb0}^* = -\frac{1}{2}V_{b0}^* - v_b^*$

Para as topologias propostas operando com fonte CC, as fases das portadoras de cada braço (θ_{jpk}) são iguais a zero em todas regiões de v_l^* , isto é, $\theta_{1pa} = 0^\circ$, $\theta_{2da} = 0^\circ$, $\theta_{1tb} = 0^\circ$ e $\theta_{2tb} = 0^\circ$, como mostrado na Tabela 3.9.

Tabela 3.9 – Fases das portadoras de cada perna (θ_{jpk}) que geram 19 níveis e carregam C_b quando $i_l \geq 0$ (Relação de 1:8).

Região de v_l^*	Fases das portadoras (θ_{jpk})			
$9V_{b0}^* \leq v_l^* \leq 9V_{a0}^*$	$\theta_{1pa} = 0^\circ$	$\theta_{2da} = 0^\circ$	$\theta_{1tb} = 0^\circ$	$\theta_{2tb} = 0^\circ$

3.5.1.2 Operação com FC

As tensões de referências das células A e B (v_k^*) e as fases das portadoras de cada braço (θ_{jpk}) descritas nas Tabelas 3.6 e 3.9, respectivamente, permitem sintetizar 19 níveis na tensão de fase. No entanto, para as topologias propostas operando com FC, as referências v_k^* e fases θ_{jpk} não oferecem graus de liberdade que permitem ter potência média zero na célula B e regular a tensão do capacitor C_b no valor de referência, uma vez que ambas foram obtidas empregando as combinações de tensão redundantes que carregam o capacitor C_b (+) quando $i_l \geq 0$. Para manter a tensão do capacitor C_b balanceada, é

também necessário considerar as combinações de tensão redundantes que descarregam o capacitor C_b (-) quando $i_l \geq 0$.

Isto posto, as referências v_k^* e fases θ_{jpk} que descarregam o capacitor C_b podem ser calculadas em oito regiões de v_l . Tais regiões são delimitadas entre combinações de tensão redundantes que descarregam o capacitor C_b (-) quando $i_l \geq 0$ e os níveis de tensão imediatamente maior que ignoram o capacitor C_b , que são mostrados na Tabela 3.5. Então, v_a^* é igual a $kV_{a0}^*/8 + 2v_l^*$ e v_b^* é igual a $kV_{a0}^*/8 - v_l^*$ se v_l^* está localizado nas regiões entre os níveis $(s_2-1)V_{b0}^*$ e $s_2V_{b0}^*$ [ou seja, $(s_2-1)V_{b0}^* \leq v_l^* < s_2V_{b0}^*$], onde $s_2 = 8, 6, 4, 2, 0, -2, -4$ e -6 , conforme mostrado na Tabela 3.10. Para as regiões $(s_2-1)V_{b0}^* \leq v_l^* < s_2V_{b0}^*$, as fases $\theta_{1pa} = 0^\circ$, $\theta_{2da} = 0^\circ$, $\theta_{1tb} = 0^\circ$ e $\theta_{2tb} = 180^\circ$, se $s_2 = 8, 4, 0$ e -4 , caso contrário, as fases $\theta_{1pa} = 0^\circ$, $\theta_{2da} = 0^\circ$, $\theta_{1tb} = 0^\circ$ e $\theta_{2tb} = 0^\circ$, conforme mostrado na Tabela 3.11.

Tabela 3.10 – Tensões de referência das células A e B que descarregam C_b quando $i_l \geq 0$ (Relação de 1:8).

Regiões de v_l^*	Referência para as células A e B	
$7V_{b0}^* \leq v_l^* < 8V_{b0}^*$	$v_a^* = -V_{a0}^* + 2v_l^*$	$v_b^* = V_{a0}^* - v_l^*$
$5V_{b0}^* \leq v_l^* < 6V_{b0}^*$	$v_a^* = -\frac{3}{4}V_{a0}^* + 2v_l^*$	$v_b^* = \frac{3}{4}V_{a0}^* - v_l^*$
$3V_{b0}^* \leq v_l^* < 4V_{b0}^*$	$v_a^* = -\frac{1}{2}V_{a0}^* + 2v_l^*$	$v_b^* = \frac{1}{2}V_{a0}^* - v_l^*$
$V_{b0}^* \leq v_l^* < 2V_{b0}^*$	$v_a^* = -\frac{1}{4}V_{a0}^* + 2v_l^*$	$v_b^* = \frac{1}{4}V_{a0}^* - v_l^*$
$-V_{b0}^* \leq v_l^* < 0$	$v_a^* = 2v_l^*$	$v_b^* = -v_l^*$
$-3V_{b0}^* \leq v_l^* < -2V_{b0}^*$	$v_a^* = \frac{1}{4}V_{a0}^* + 2v_l^*$	$v_b^* = -\frac{1}{4}V_{a0}^* + v_l^*$
$-5V_{b0}^* \leq v_l^* < -4V_{b0}^*$	$v_a^* = \frac{1}{2}V_{a0}^* + 2v_l^*$	$v_b^* = -\frac{1}{2}V_{a0}^* + v_l^*$
$-7V_{b0}^* \leq v_l^* < -6V_{b0}^*$	$v_a^* = \frac{3}{4}V_{a0}^* + 2v_l^*$	$v_b^* = -\frac{3}{4}V_{a0}^* + v_l^*$

Tabela 3.11 – Fase das portadoras de cada perna (θ_{jpk}) que descarregam C_b quando $i_l \geq 0$ (Relação de 1:8).

Região de v_l^*	Fases das portadoras (θ_{jpk})			
$(s_2 - 1)V_{b0}^* \leq v_l^* < s_2V_{b0}^*$ (para $s_2 = 8, 4, 0, -4$)	$\theta_{1pa} = 0^\circ$	$\theta_{2da} = 0^\circ$	$\theta_{1tb} = 0^\circ$	$\theta_{2tb} = 180^\circ$
Caso contrário	$\theta_{1pa} = 0^\circ$	$\theta_{2da} = 0^\circ$	$\theta_{1tb} = 0^\circ$	$\theta_{2tb} = 0^\circ$

Portanto, dois modos de modulação são utilizados para regular a tensão do capacitor C_b de acordo com a polaridade da corrente de fase i_l , denominados PWM_{19+} e PWM_- . O modo PWM_{19+} gera todos os 19 níveis e carrega o capacitor C_b (+) quando $i_l \geq 0$ [ou descarrega C_b (-) quando $i_l < 0$] através das referências v_k^* e fases θ_{jpk} das Tabelas 3.6 e 3.9, respectivamente. O modo PWM_- gera apenas os níveis que descarregam o capacitor C_b (-) quando $i_l \geq 0$ [ou carrega C_b (+) quando $i_l < 0$] através da referência v_k^* e fases θ_{jpk} das Tabelas 3.10 e 3.11, respectivamente.

O carregamento e descarregamento do capacitor C_b é definida por um controle por histerese, cujo sinal de saída μ_{C_b} é obtido de acordo com a seguinte expressão:

$$\mu_{C_b} = \begin{cases} 0 & \text{(descarrega } C_b), \text{ se } E_{C_b} > \Delta_h \\ 1 & \text{(carrega } C_b), \text{ se } E_{C_b} < -\Delta_h \end{cases} \quad (3.24)$$

onde Δ_h representa a largura de banda de histerese e E_{C_b} é o erro entre a tensão medida de C_b (v_{C_b}) e a tensão de referência de C_b [$v_{C_b}^*$ ($= V_{b0}^* = V_{a0}^*/8$)], isto é,

$$E_{C_b} = v_{C_b} - v_{C_b}^*. \quad (3.25)$$

O carregamento do capacitor C_b é ligado quando E_{C_b} for menor do que $-\Delta_h$ e permanece ativado enquanto E_{C_b} não for maior do que Δ_h . Se $i \geq 0$, C_b é carregado usando o modo PWM_{19+} . No entanto, se $i \geq 0$ e $(s_2-1)V_{b0}^* \leq v_l^* < s_2V_{b0}^*$, o modo PWM_- é aplicado, caso contrário, o modo PWM_{19+} é empregado. O descarregamento do capacitor C_b é ligado quando E_{C_b} for maior do que Δ_h e permanece ativado enquanto E_{C_b} não for menor do que $-\Delta_h$. Se $i < 0$, C_b é descarregado usando o modo PWM_{19+} . No entanto, se $i \geq 0$ e $(s_2-1)V_{b0}^* \leq v_l^* < s_2V_{b0}^*$, o modo PWM_- é aplicado, caso contrário, o modo PWM_{19+} é ativado. Portanto, os modos PWM_{19+} e PWM_- são definidos de acordo com algoritmo a seguir:

Se ($\mu_{C_b} = 1$ e $i_l \geq 0$) ou ($\mu_{C_b} = 0$ e $i_l < 0$):

- Tabelas 3.6 e 3.9 são utilizadas para definir v_k e θ_{jpk} (modo PWM_{19+}), respectivamente.

Se ($\mu_{C_b} = 1$ e $i_l < 0$) ou ($\mu_{C_b} = 0$ e $i_l \geq 0$):

- Se $(s_2-1)V_{b0}^* \leq v_l^* < s_2V_{b0}^*$: Tabelas 3.10 e 3.11 são utilizadas para definir v_k e θ_{jpk} (modo PWM_-), respectivamente.
- Caso contrário: Tabelas 3.6 e 3.9 são utilizadas para definir v_k e θ_{1pk} (modo PWM_{19+}), respectivamente.

3.5.2 Relação de 1 : 12

As configurações propostas operando com uma relação de tensão CC de 1:12 podem sintetizar 27 níveis de tensão de fase. Neste cenário, as tensões de referência da célula A (v_a^*) e B (v_b^*) podem ser calculadas em 17 regiões de v_l^* . Baseada na Tabela 3.5, essas regiões estão definidas em duas circunstâncias. A primeira, quando v_l muda de nível e v_a é constante, e a segunda, quando tanto v_l como v_a muda de nível. Portanto, v_a^* é igual a $s_3V_{a0}^*/12$ e v_b^* é igual a $v_b^* = -s_3V_{a0}^*/12 + v_l^*$ se v_l^* está localizado nas regiões entre os

níveis $(s_3 - 1)V_{b0}^*$ e $(s_3 + 1)V_{b0}^*$ [ou seja, $(s_3 - 1)V_{b0}^* \leq v_l^* < (s_3 + 1)V_{b0}^*$], de modo que $s_3 = 12, 9, 6, 3, 0, -3, -6, -9$ e -12 . Por outro lado, se v_l^* está localizado nas regiões entre os níveis $[(s_4 - 1)/2]V_{b0}^*$ e $[(s_4 - 1)/2 + 1]V_{b0}^*$ [ou seja, $[(s_4 - 1)/2]V_{b0}^* \leq v_l^* < [(s_4 - 1)/2 + 1]V_{b0}^*$], v_a^* é igual a $-s_4 V_{a0}^*/12 + 3v_l^*$ e v_b^* é igual a $s_4 V_{a0}^*/12 - 2v_l^*$, onde $s_4 = 21, 15, 9, 3, -3, -9, -15$ e -21 . Tabela 3.12 mostra as referências v_a^* e v_b^* para todas as regiões de v_l^* quando as topologias estão operando com uma relação de 1:12.

Tabela 3.12 – Tensões de referência das células A e B (Relação de 1:12).

Regiões de v_l^*	Referência para as células A e B	
$11V_{b0}^* \leq v_l^*$	$v_a^* = V_{a0}^*$	$v_b^* = -V_{a0}^* + v_l^*$
$10V_{b0}^* \leq v_l^* < 11V_{b0}^*$	$v_a^* = -\frac{7}{4}V_{a0}^* + 3v_l^*$	$v_b^* = \frac{7}{4}V_{a0}^* - 2v_l^*$
$8V_{b0}^* \leq v_l^* < 10V_{b0}^*$	$v_a^* = \frac{3}{4}V_{a0}^*$	$v_b^* = -\frac{3}{4}V_{a0}^* + v_l^*$
$7V_{b0}^* \leq v_l^* < 8V_{b0}^*$	$v_a^* = -\frac{5}{4}V_{a0}^* + 3v_l^*$	$v_b^* = \frac{5}{4}V_{a0}^* - 2v_l^*$
$5V_{b0}^* \leq v_l^* < 7V_{b0}^*$	$v_a^* = \frac{1}{2}V_{a0}^*$	$v_b^* = -\frac{1}{2}V_{a0}^* + v_l^*$
$4V_{b0}^* \leq v_l^* < 5V_{b0}^*$	$v_a^* = -\frac{3}{4}V_{a0}^* + 3v_l^*$	$v_b^* = \frac{3}{4}V_{a0}^* - 2v_l^*$
$2V_{b0}^* \leq v_l^* < 4V_{b0}^*$	$v_a^* = \frac{1}{4}V_{a0}^*$	$v_b^* = -\frac{1}{4}V_{a0}^* + v_l^*$
$V_{b0}^* \leq v_l^* < 2V_{b0}^*$	$v_a^* = -\frac{1}{4}V_{a0}^* + 3v_l^*$	$v_b^* = \frac{1}{4}V_{a0}^* - 2v_l^*$
$-V_{b0}^* \leq v_l^* < V_{b0}^*$	$v_a^* = 0$	$v_b^* = v_l^*$
$-2V_{b0}^* \leq v_l^* < -V_{b0}^*$	$v_a^* = \frac{1}{4}V_{a0}^* + 3v_l^*$	$v_b^* = -\frac{1}{4}V_{a0}^* - 2v_l^*$
$-4V_{b0}^* \leq v_l^* < -2V_{b0}^*$	$v_a^* = -\frac{1}{4}V_{a0}^*$	$v_b^* = \frac{1}{4}V_{a0}^* + v_l^*$
$-5V_{b0}^* \leq v_l^* < -4V_{b0}^*$	$v_a^* = \frac{3}{4}V_{a0}^* + 3v_l^*$	$v_b^* = -\frac{3}{4}V_{a0}^* - 2v_l^*$
$-7V_{b0}^* \leq v_l^* < -5V_{b0}^*$	$v_a^* = -\frac{1}{2}V_{a0}^*$	$v_b^* = \frac{1}{2}V_{a0}^* + v_l^*$
$-8V_{b0}^* \leq v_l^* < -7V_{b0}^*$	$v_a^* = \frac{5}{4}V_{a0}^* + 3v_l^*$	$v_b^* = -\frac{5}{4}V_{a0}^* - 2v_l^*$
$-10V_{b0}^* \leq v_l^* < -8V_{b0}^*$	$v_a^* = -\frac{3}{4}V_{a0}^*$	$v_b^* = \frac{3}{4}V_{a0}^* + v_l^*$
$-11V_{b0}^* \leq v_l^* < -10V_{b0}^*$	$v_a^* = \frac{7}{4}V_{a0}^* + 3v_l^*$	$v_b^* = -\frac{7}{4}V_{a0}^* - 2v_l^*$
$v_l^* < -11V_{b0}^*$	$v_a^* = -V_{a0}^*$	$v_b^* = V_{a0}^* + v_l^*$

As tensões de polo de referência para a célula A, v_{1pa0}^* e v_{2da0}^* , são determinadas da mesma forma que as das topologias operando com a relação de 1:8, como mostrado na Tabela 3.7. As tensões de polo de referência para a célula B, v_{1tb0}^* e v_{2tb0}^* , podem ser obtidas em duas regiões de v_b^* se $(s_3 - 1)V_{b0}^* \leq v_l^* < (s_3 + 1)V_{b0}^*$. Neste caso, a referência v_{1tb0}^* é igual a $V_{b0}^*/2$ e $-V_{b0}^*/2$ no semiciclo positivo e negativo de v_b^* , respectivamente, enquanto a referência v_{2tb0}^* pode ser calculada como $v_{1tb0}^* - v_b^*$. Porém, se $[(s_4 - 1)/2]V_{b0}^* \leq v_l^* < [(s_4 - 1)/2 + 1]V_{b0}^*$, v_{1tb0}^* é igual a $v_b^*/2$ e v_{2tb0}^* é igual a $-v_b^*/2$, como mostrado na Tabela 3.13.

As fases das portadoras de cada braço (θ_{jpk}) para operação com a relação de 1:12 podem ser definidas conforme a Tabela 3.14;

Tabela 3.13 – Tensões de polo de referência v_{jtb0}^* para células B (Relação de 1:12)

Região de v_l^*	Região de v_b^*	Referências v_{1tb0}^* e v_{2tb0}^* para célula B	
$(s_3 - 1)V_{b0}^* \leq v_l^* < (s_3 + 1)V_{b0}^*$	$v_b^* \geq 0$	$v_{1tb0}^* = \frac{1}{2}V_{b0}^*$	$v_{2tb0}^* = \frac{1}{2}V_{b0}^* - v_b^*$
	$v_b^* < 0$	$v_{1tb0}^* = -\frac{1}{2}V_{b0}^*$	$v_{2tb0}^* = -\frac{1}{2}V_{b0}^* - v_b^*$
$[(s_4 - 1)/2]V_{b0}^* \leq v_l^* < [(s_4 - 1)/2 + 1]V_{b0}^*$	-	$v_{1tb0}^* = \frac{1}{2}v_b^*$	$v_{2tb0}^* = -\frac{1}{2}v_b^*$

 Tabela 3.14 – Fase das portadoras de cada perna (θ_{jpk}) (Relação de 1:12).

Região de v_l^*	Fases das portadoras (θ_{jpk})			
$[(s_4 - 1)/2]V_{b0}^* \leq v_l^* < [(s_4 - 1)/2 + 1]V_{b0}^*$ (para $s_4 = 21, 9, -3, -15$)	$\theta_{1pa} = 0^\circ$	$\theta_{2da} = 0^\circ$	$\theta_{1tb} = 0^\circ$	$\theta_{2tb} = 180^\circ$
$[(s_4 - 1)/2]V_{b0}^* \leq v_l^* < [(s_4 - 1)/2 + 1]V_{b0}^*$ (para $s_4 = 15, 3, -9, -21$)	$\theta_{1pa} = 0^\circ$	$\theta_{2da} = 0^\circ$	$\theta_{1tb} = 180^\circ$	$\theta_{2tb} = 0^\circ$
Caso contrário	$\theta_{1pa} = 0^\circ$	$\theta_{2da} = 0^\circ$	$\theta_{1tb} = 0^\circ$	$\theta_{2tb} = 0^\circ$

3.6 Controle de Balanceamento de Tensão do Braço DSCC

O controle do balanceamento de tensão do braço DSCC é baseado no algoritmo de ordenação apresentado em [74] que determina SMs que devem ser ligados ou desligados a fim de manter o equilíbrio de tensão entre os capacitores do braço DSCC, como mostrado Figura na 3.5. Além do número total de SMs que deve ser ligados (n_{xj}), esse método exige a direção da corrente (i_{xj}) na perna, todas as tensões do capacitor SM (v_{Cxji}) e o número de SMs ligados no ciclo de controle anterior (n_{xj_old}). Se a diferença entre o número de SMs ligados atual e anterior (Δn_{xj}) não é nula, todas as tensões dos capacitores dos SMs em uma perna são medidas e classificadas da menor para a maior. O SM está ligado quando é acionado com $q_{xji} = 1$ e desligado quando é acionado quando $q_{xji} = 0$. Neste caso, quando $i_{xj} > 0$, os n_{xj} SMs de menor tensão são acionados com $q_{xji} = 1$, enquanto os outros SMs são acionados com $q_{xji} = 0$. Por outro lado, quando $i_{xj} < 0$, os n_{xj} SMs de maior tensão são acionados com $q_{xji} = 1$, enquanto os outros SMs são acionados com $q_{xji} = 0$. Se Δn_{xj} for nulo, o estado atual dos SMs é mantido.

3.7 Resultados de Simulação

As configurações propostas usando as relações de 1:8 e 1:12 foram avaliadas através de simulações em regime permanente. Na operação com fonte CC, para a relação de 1:8, as fontes CC das células A e B possuíam as tensões $V_{a0} = 320$ V e $V_{b0} = 40$ V, respectivamente. Para a relação de 1:12, as fontes CC das células A e B possuíam as tensões $V_{a0} = 332,31$ V e $V_{b0} = 27,69$ V, respectivamente. Na operação com FC, que usa a relação de 1:8, a fonte CC da célula A tinha $V_{a0} = 320$ V e a célula B foi alimentada por

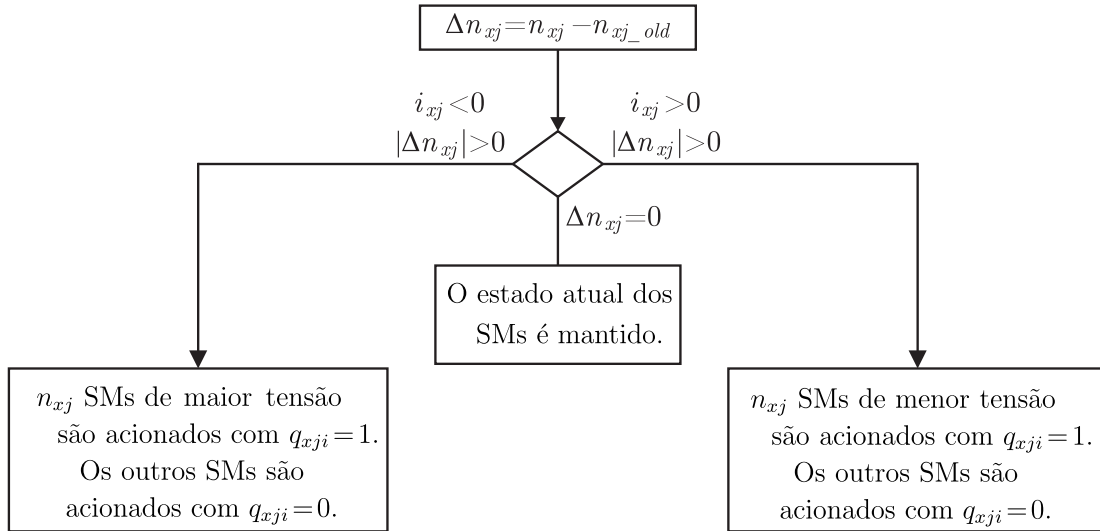


Figura 3.5 – Controle do balanceamento de tensão do braço DSCC

um FC. Neste contexto, considerou-se um índice de modulação $m_a = 0,95$ e uma carga resistiva-indutiva de resistência $R_l = 62,5 \Omega$ e indutância $L_l = 7 \text{ mH}$, implicando em uma potência da fase $P_l = 940 \text{ W}$ e um fator de potência $FP = 0,99$. Outros parâmetros do circuito utilizados na simulação são descritos na Tabela 3.15.

Tabela 3.15 – Parâmetros do circuito para as configurações M1 e M2.

Frequência portadora para o braço 2L	$f_{2l} = 6 \text{ kHz}$
Frequência para LSTCs	$f_{ls} = 3 \text{ kHz}$
Frequência de chaveamento equivalente para o braço DSCC	$f_{dsc} = f_{2l} = 2f_{ls} = 6 \text{ kHz}$
Impedância do indutor acoplado as pernas	$R_z = 0,2 \Omega$, $L_z = 2 \text{ mH}$, $M_z = 87\% \text{ of } L_z$
Capacitância dos SMs	$C_z = 4,7 \text{ mF}$
Capacitância da célula B	$C_{b0} = 4,7 \text{ mF}$

3.7.1 Relação de 1 : 8

3.7.1.1 Operação com fonte CC

Nas Figuras 3.6 e 3.7 são mostrados os resultados de simulação para as configurações M1 e M2 com a relação de 1:8, respectivamente, que foram obtidos operando com uma fonte CC na célula B. As formas de onda nessas figuras são: a tensão de fase (v_l), a corrente de fase (i_l), as tensões das células A e B (v_a e v_b) e as tensões dos capacitores nos SMs (v_{Cxji}).

Como pode ser notado nas Figuras 3.6a e 3.7a, na operação com fonte CC, as configurações M1 e M2 foram capazes de sintetizar 19 níveis de tensão de fase (v_l) ao aplicar uma relação tensão CC desigual de 1:8 entre as células A e B, de modo que a

diferença entre os níveis adjacentes corresponde ao valor da fonte CC que alimenta a célula B, ou seja, 40 V ($= V_{b0}$). A tensão de fase v_l é resultado do efeito da técnica de modulação proposta nas células A e B, que pode ser visto nas Figuras 3.6b e 3.7b. A célula A sintetizou nove níveis escalonados com degraus de tensão equivalentes a 80 V ($= V_{a0}/4$), processando praticamente toda a energia do sistema, enquanto a célula B foi responsável por sintetizar todos os níveis modulados em alta frequência com degraus de tensão iguais a 40 V ($= V_{b0}$), proporcionando alta qualidade de energia à carga.

Além disso, como pode ser observado nas Figuras 3.6c e 3.7c, o controle de balanceamento de tensão do braço DSCC atuou de maneira adequada, estabelecendo uma distribuição de potência uniforme nos braços DSCC, ou seja, as tensões dos capacitores nos SMs (v_{Cxji}) foram reguladas e mantidas equilibradas em torno de 160 V, que é igual à metade do valor da fonte CC que alimenta a célula A, ou seja, $V_{a0}/2$.

3.7.1.2 Operação com FC

Nas Figuras 3.8 e 3.9 são mostrados os resultados de simulação para as configurações M1 e M2 com a relação de 1:8, respectivamente, que foram obtidos operando com um FC na célula B. As formas de onda nessas figuras são: a tensão de fase (v_l), a corrente de fase (i_l), as tensões das células A e B (v_a e v_b), a tensão do capacitor C_b (v_{C_b}) e as tensões dos capacitores nos SMs (v_{Cxji}).

Na operação com FC, as configurações M1 e M2 foram capazes de fornecer 19 níveis de tensão de fase operando com um fator de potência unitário e índice de modulação m_a igual a 0,95, o que significa que o índice de modulação m_a é praticamente independente do fator de potência da carga, como pode ser visto nas Figuras 3.8a e 3.9a. Ao mesmo tempo, a tensão do capacitor C_b (v_{C_b}) foi regulada e mantida em equilíbrio em um oitavo do valor da fonte CC que alimenta a célula A, que foi definida em 320 V ($= V_{a0}$), ou seja, em torno de 40 V, conforme mostrado nas Figuras 3.8d e 3.9d. Portanto, a estratégia de modulação em conjunto com o controle de histerese manteve a proporção de 1:8 entre as células A e B, que é necessária para gerar os 19 níveis.

O impacto do carregamento e descarregamento do capacitor C_b pode ser visto nas Figuras 3.8b e 3.9b. Quando o capacitor C_b esteve carregando (partes com fundo branco na figura), a célula A pôde fornecer nove níveis de tensão grampeada, enquanto a célula B produziu três níveis de tensão modulados em alta frequência. No entanto, quando o capacitor C_b esteve descarregando (partes com fundo azul na figura), a célula A foi capaz de sintetizar os nove níveis modulados em alta frequência, enquanto a célula B gerou apenas dois níveis de tensão modulados em alta frequência, 0 e 40 V ($= V_{b0}$).

Além disso, houve distribuição de potência uniforme nas pernas do DSCC, garantindo a operação correta dos inversores propostos, ou seja, as tensões do capacitor SM v_{Cxji} foram reguladas e mantidas pelo controle de balanceamento de tensão em torno de

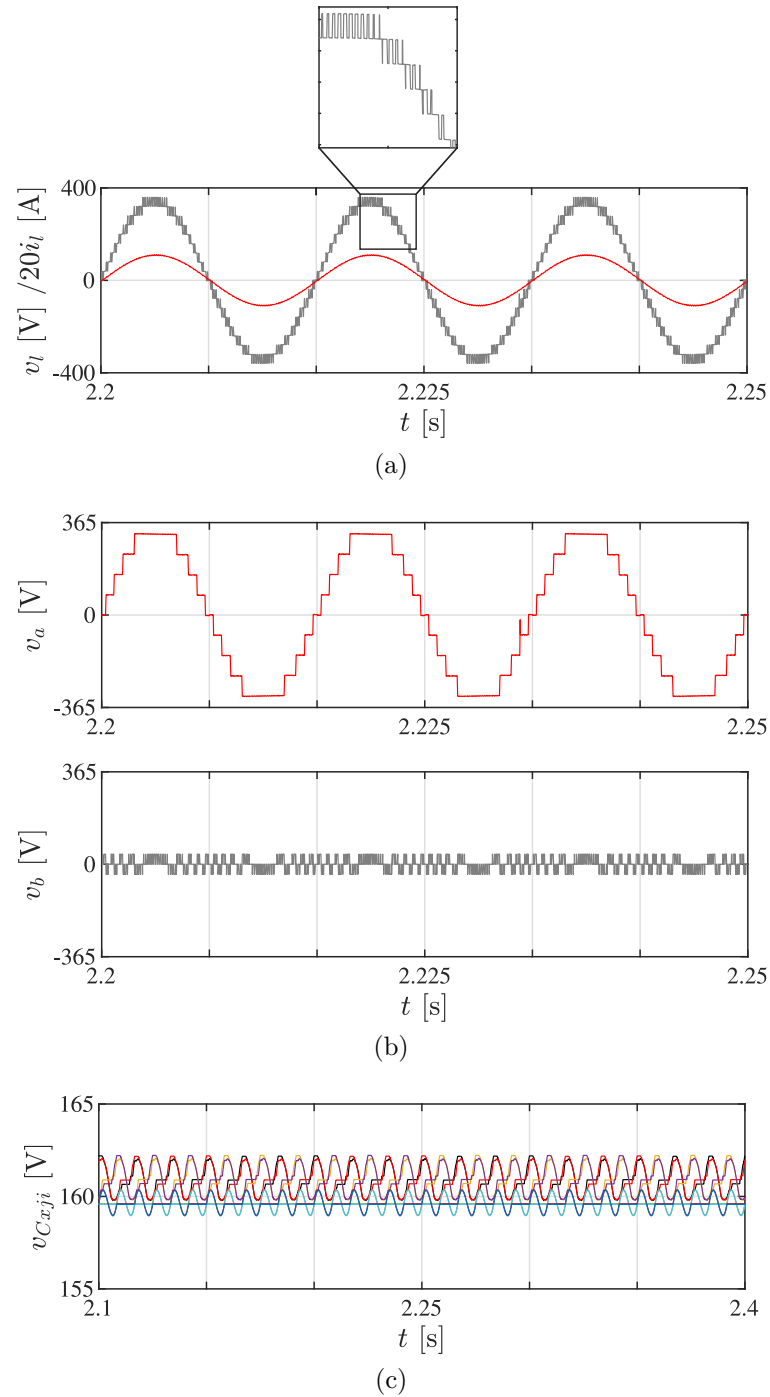
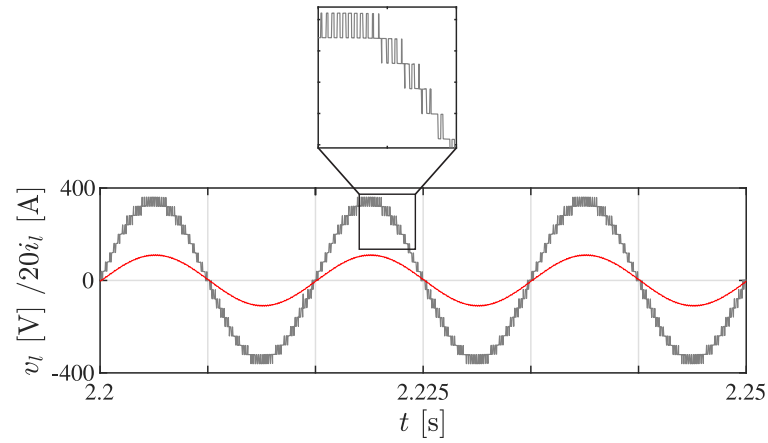
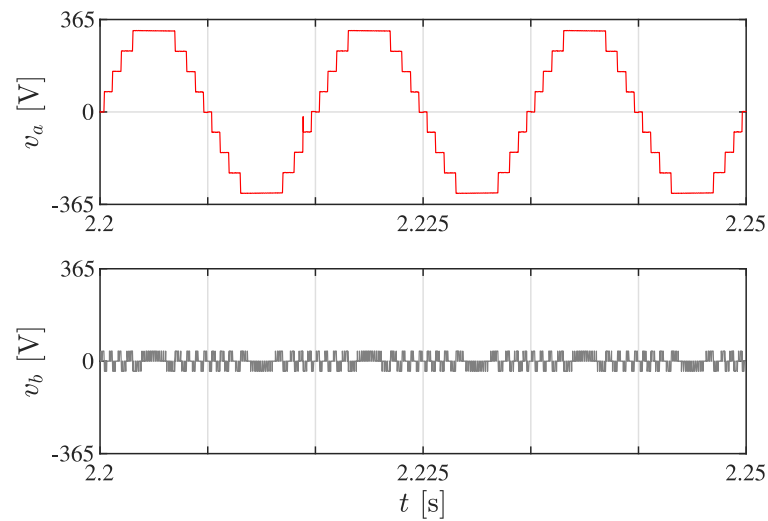


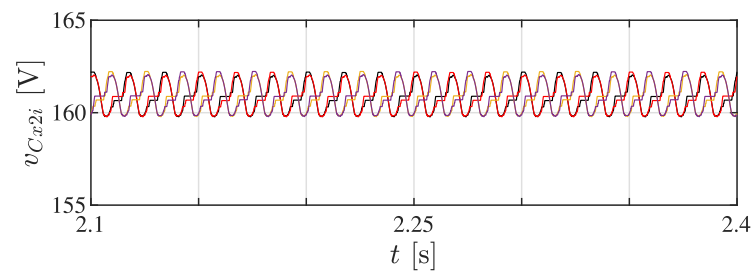
Figura 3.6 – Resultados de simulação para operação com fonte CC - Configuração M1 com a relação de 1:8. (a) Tensão de fase v_l e corrente de fase i_l . (b) Tensões das células v_a e v_b . (c) Tensões de capacitores nos SMs v_{C_xji} .



(a)



(b)



(c)

Figura 3.7 – Resultados de simulação para operação com fonte CC - Configuração M2 com a relação de 1:8. (a) Tensão de fase v_l e corrente de fase i_l . (b) Tensões das células v_a e v_b . (c) Tensões de capacitores nos SMs $v_{C_{xji}}$.

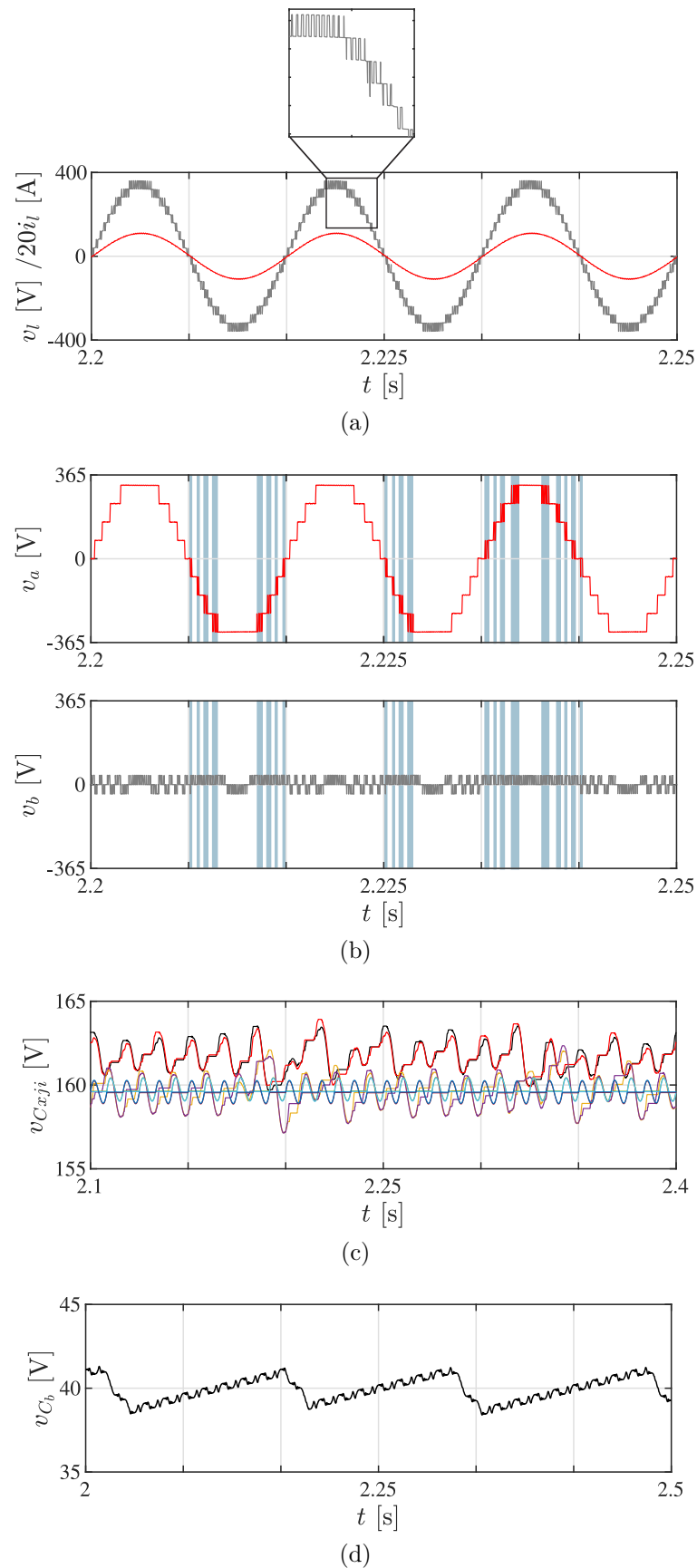


Figura 3.8 – Resultados de simulação para operação com FC - Configuração M1 com a relação de 1:8. (a) Tensão de fase v_l e corrente de fase i_l . (b) Tensões das células v_a e v_b . (c) Tensões de capacitores nos SMs $v_{C_{xji}}$. (d) Tensão do capacitor C_b na célula B v_{C_b} .

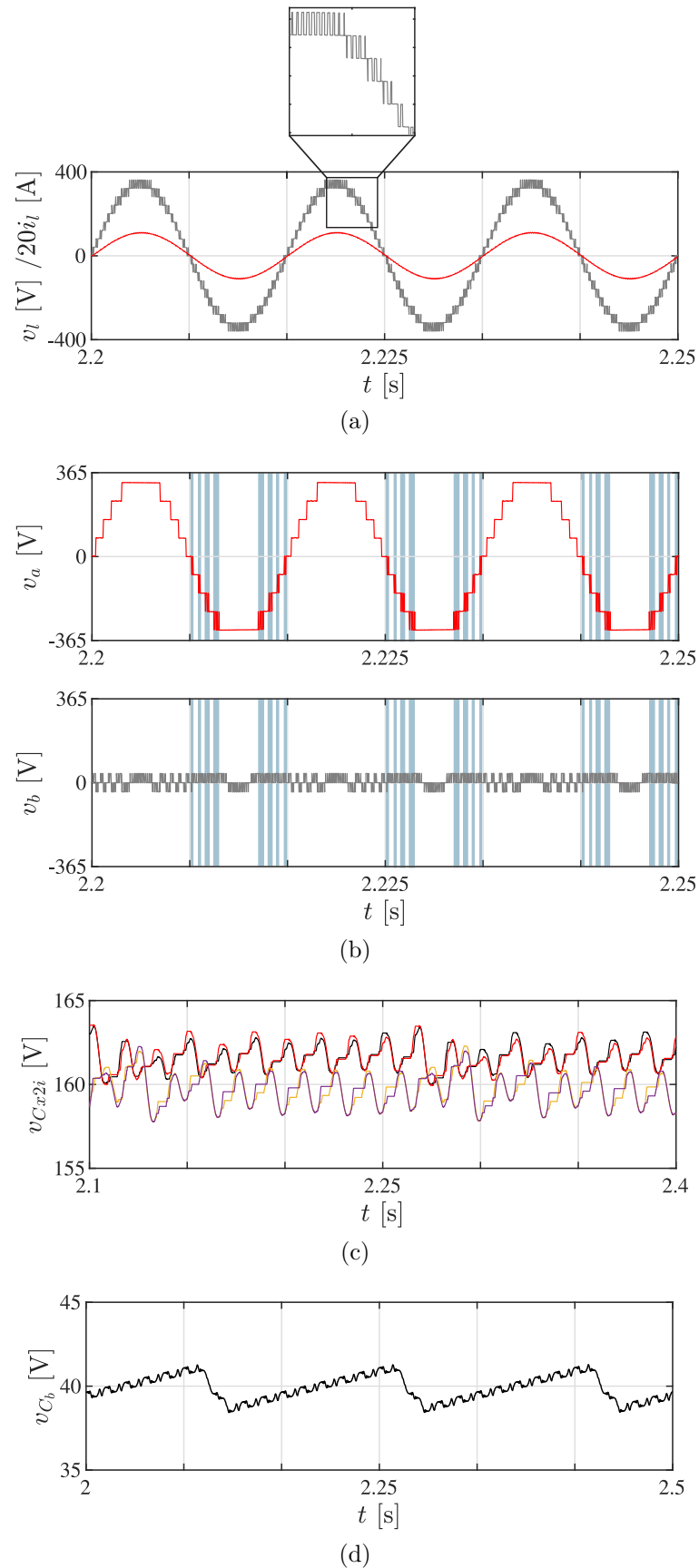


Figura 3.9 – Resultados de simulação para operação com FC - Configuração M2 com a relação de 1:8. (a) Tensão de fase v_l e corrente de fase i_l . (b) Tensões das células v_a e v_b . (c) Tensões de capacitores nos SMs $v_{C_{xji}}$. (d) Tensão do capacitor C_b na célula B v_{C_b} .

160 V, como mostrado nas Figuras 3.8c e 3.9c.

3.7.2 Relação de 1 : 12

Nas Figuras 3.10 e 3.11 são mostrados os resultados de simulação para as configurações M1 e M2 com a relação de 1:12, que foram obtidos operando com uma fonte CC na célula B. As formas de onda nessas figuras são: a tensão de fase (v_l), a corrente de fase (i_l), as tensões das células A e B (v_a e v_b) e as tensões dos capacitores nos SMs (v_{Cxji}).

Conforme pode ser observado nas Figuras 3.10a e 3.11a, na operação com fonte CC, as configurações M1 e M2 foram capazes de fornecer uma tensão de fase (v_l) quase senoidal, constituída por 27 níveis, ao usar uma relação tensão CC assimétrica de 1:12 entre as células A e B, de tal forma que os níveis de v_l possuem um degrau de tensão igual a 27,69 V ($= V_{b0}$), que inferior ao da com relação de 1:8. Neste cenário, processando quase toda a energia do sistema, a célula A forneceu nove níveis escalonados com degraus de tensão equivalentes a 83,07 V ($= V_{a0}/4$), onde uma parte de cada degrau foi modulado em alta frequência, como mostrado nas Figuras 3.10b e 3.11b. A célula B sintetizou três níveis de tensão, 27,69 V ($= V_{b0}$), 0 e -27,69 V ($= -V_{b0}$), e dois níveis de tensão, 27,69 V ($= V_{b0}$) e -27,69 V ($= -V_{b0}$), quando a tensão da célula A (v_a) estava grampeada e modulada em alta frequência, respectivamente. Assim como nos outros casos, as tensões dos capacitores nos SMs (v_{Cxji}) também foram reguladas e mantidas em equilíbrio em torno de 166,15 V, que igual à metade do valor da fonte CC que alimenta a célula A, ou seja, $V_{a0}/2$, como mostrada nas Figuras 3.10c e 3.11c.

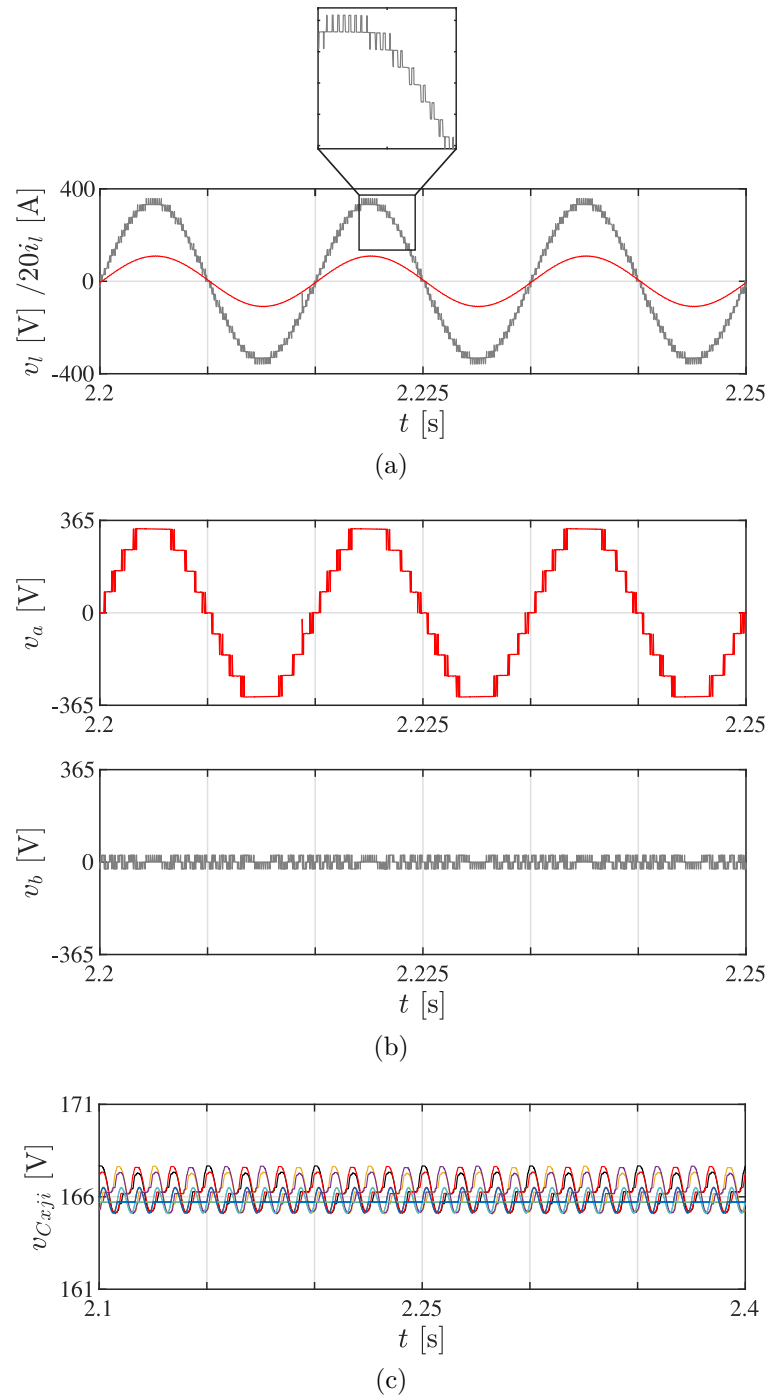


Figura 3.10 – Resultados de simulação para operação com fonte CC - Configuração M1 com a relação de 1:12. (a) Tensão de fase v_l e corrente de fase i_l . (b) Tensões das células v_a e v_b . (c) Tensões de capacitores nos SMs v_{C_xji} .

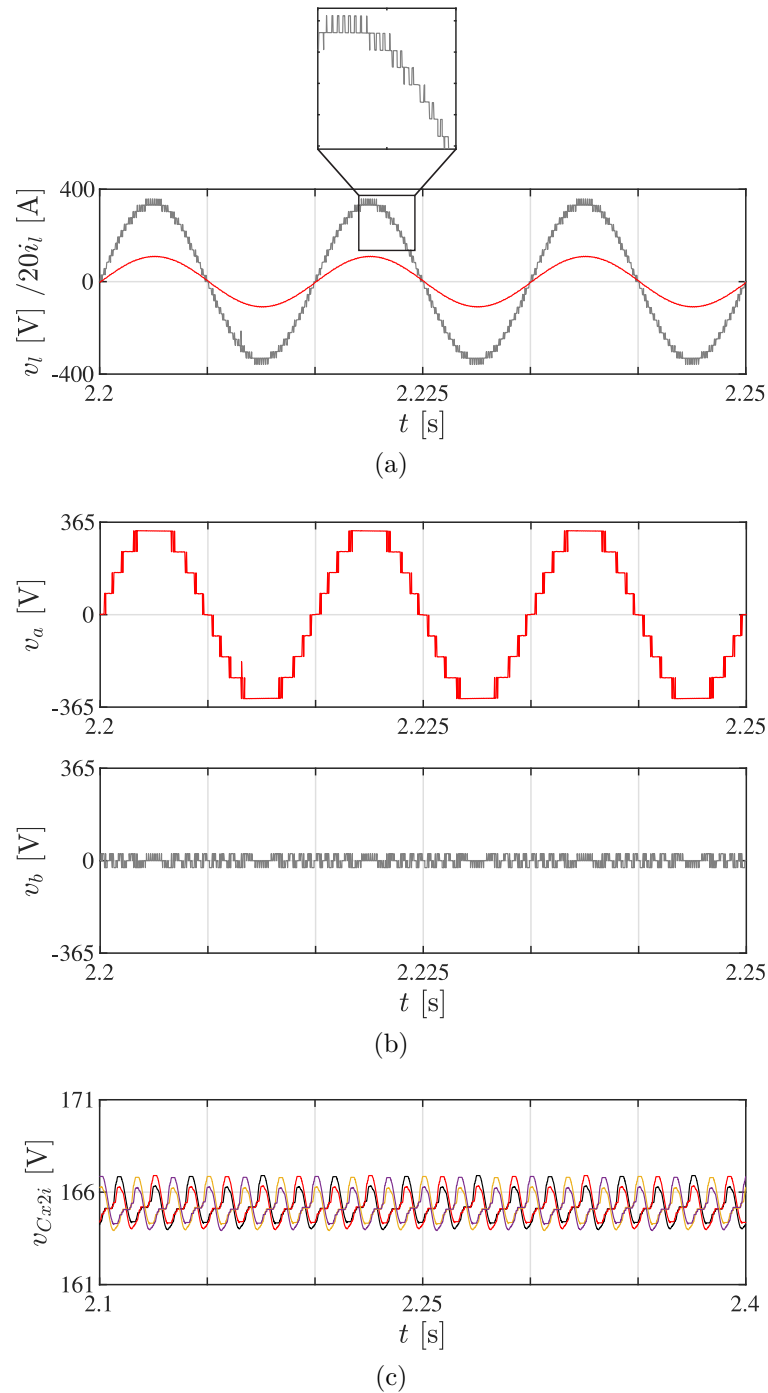


Figura 3.11 – Resultados de simulação para operação com fonte CC - Configuração M2 com a relação de 1:12. (a) Tensão de fase v_l e corrente de fase i_l . (b) Tensões das células v_a e v_b . (c) Tensões de capacitores nos SMs v_{C_xji} .

3.8 Comparações Topológicas

Nesta seção, uma análise comparativa entre as configurações propostas e a convencional C3 (mostrada na Figura 2.1a) é realizada. Os critérios empregados para avaliar o desempenho dessas topologias são: o número de componentes e níveis de tensão gerados, tensão nominal dos IGBTs e capacitores, a diferença de tensão entre os níveis adjacentes da tensão (ou degrau da tensão), THD, tensão de modo comum e perdas nos dispositivos semicondutores.

3.8.1 Número de Níveis, Componentes e Tensão Nominal

Na Tabela 3.16 é mostrado o número de níveis de tensão, IGBTs, *drivers*, capacitores e fontes CC para as configurações propostas usando as relações 1:8 e 1:12 bem como para convencional C3. Na Tabela 3.17 é apresentado a tensão nominal dos IGBTs e capacitores para as topologias propostas empregando as relações 1:8 e 1:12 assim como para convencional C3.

Tabela 3.16 – Número de níveis, IGBTs, *drivers*, capacitores e fontes CC para as topologias propostas e convencional C3.

	Níveis		IGBTs	<i>Drivers</i>	Capacitores	Fontes CC
	1 : 8	1 : 12				
Conf. M1	19	27	30	30	$\begin{cases} 27, \text{ com FC}^* \\ 24, \text{ sem FC} \end{cases}$	$\begin{cases} 1, \text{ com FC}^* \\ 4, \text{ sem FC} \end{cases}$
Conf. M2	19	27	21	21	$\begin{cases} 15, \text{ com FC}^* \\ 12, \text{ sem FC} \end{cases}$	$\begin{cases} 1, \text{ com FC}^* \\ 4, \text{ sem FC} \end{cases}$
Conv. C3	13		36	36	36	1

* Apenas para as configurações M1 e M2 utilizando a relação de 1 : 8.

Como pode ser notado na Tabela 3.16, as topologias propostas produzem consideravelmente um maior número de níveis de tensão de fase quando comparada a convencional C3. As configurações propostas empregando as relações 1:8 e 1:12 são capazes de sintetizar 19 e 27 níveis, respectivamente, enquanto a convencional C3 gera somente 13 níveis, o que lhes garantem formas de onda de fase com menos distorção harmônica.

Quanto aos dispositivos semicondutores, todos os IGBTs da convencional C3 possuem uma tensão nominal simétrica, cujo valor é igual a $0,33V_0$, como mostrado na Tabela 3.17. Comparado a convencional C3, nas topologias propostas, os IGBTs das células A têm uma tensão mais alta, enquanto os das células B têm uma tensão nominal mais baixa. Nas células A, os IGBTs dos braços DSCC têm tensões nominais iguais a $0,44V_0$ e $0,46V_0$

Tabela 3.17 – Tensão nominal dos IGBTs e capacitores para as topologias propostas e convencional C3.

		IGBT			Capacitor			
		Número	Tensão Nominal		Número	Tensão Nominal		
			1 : 8	1 : 12		1 : 8	1 : 12	
Conf. M1	Cell A	24	$0,44V_0$	$0,46V_0$	24	$0,44V_0$	$0,46V_0$	
	Cell B	6	$0,11V_0$	$0,08V_0$	3*	$0,11V_0^*$	$0,08V_0^*$	
Conf. M2	Cell A	5L	12	$0,44V_0$	$0,46V_0$	12	$0,44V_0$	$0,46V_0$
		2L	3	$0,88V_0$	$0,92V_0$	-	-	-
	Cell B	6	$0,11V_0$	$0,08V_0$	3*	$0,11V_0^*$	$0,08V_0^*$	
Conv. C3		36	$0,33V_0$		36	$0,33V_0$		

* Apenas para as configurações M1 e M2 operando com FC e utilizando a relação de 1 : 8.

para as relações de 1:8 e 1:12, enquanto os IGBTs dos braços 2L possuem tensões nominais iguais a $0,88V_0$ e $0,92V_0$ para as relações de 1:8 e 1:12, respectivamente. Nas células B, os IGBTs têm tensões nominais iguais a $0,11V_0$ e $0,08V_0$ para as relações de 1:8 e 1:12, respectivamente. Para aplicações de média tensão, a diferença de tensão nominal entre os IGBTs das células A e da convencional C3 pode ser grande. No entanto, a convencional C3 requer um grande número de módulos IGBT, de forma que as configurações M1 e M2, quando comparadas a ela, podem reduzir o número de IGBTs, assim como o número de *drivers*, em 17 % e 42 %, respectivamente. Este reduzido número de dispositivos, juntamente com a baixa tensão nominal dos IGBTs das células B, podem tornar o sistema geral mais barato e menos complexo. Além disso, nas células A da configuração M1, os IGBTs de um dos braços DSCC operam na frequência fundamental, assim como o braço 2L nas células A da configuração M2, como pode ser notado na Tabela 3.7. Isso permite o uso de dispositivos de energia de comutação lenta, que são capazes de bloquear níveis de alta tensão a um preço menor, reduzindo os custos de construção do sistema.

As topologias propostas também possuem menos capacitores flutuantes em comparação com a convencional C3, como mostrado na Tabela 3.16. Na operação com fonte CC, as configurações propostas usando as relações de 1:8 e 1:12 requerEM quatro fontes CC isoladas. Porém, o número de capacitores é reduzido em 33 % e 67 % para as configurações M1 e M2, respectivamente. Neste cenário, existem capacitores flutuantes apenas nas células A das topologias propostas, cujas as tensões nominais são iguais a $0,44V_0$ e $0,46V_0$ para as relações de 1:8 e 1:12, respectivamente. Na operação com FC, as configurações M1 e M2, que usam a relação de 1:8, requerem apenas uma única fonte CC isolada, eliminando o uso de transformadores de isolamento e reduzindo o número de capacitores em 25 % e 58 %, respectivamente. Neste caso, os capacitores das células A e B possuem tensões nominais iguais a $0,44V_0$ e $0,11V_0$, respectivamente. Os capacitores

da convencional C3 têm tensões nominais iguais a $0,33V_0$

Devido ao número de componentes, a probabilidade de falhas nas configurações M1 e M2 pode ser menor em comparação com a convencional C3. Como mostrado na Tabela 3.16, um número maior de componentes vulneráveis, como IGBTs e capacitores, é usado na convencional C3 e cada um deles pode ser considerado como uma potencial fonte de falhas [75]. Além disso, em caso de falha, embora seja possível continuar operando com uma tensão de fase menos degradada do que as topologias propostas, a convencional C3 pode fornecer uma forma de onda que pode fazer com que todo o sistema opere anormalmente, já que o número de SMs de cada perna DSCC dessa topologia é pequeno. Isso poderia causar problemas de segurança e, portanto, um desligamento seria necessário para evitar mais danos. Assim, além de apresentar uma taxa de falhas maior, a convencional C3 pode causar degradações significativas na forma de onda da tensão de fase, o que diminuiria a confiabilidade de todo o sistema [36, 76].

Portanto, as configurações propostas oferecem vantagens sobre a convencional C3. Uma das vantagens é gerar mais níveis na tensão de fase, o que oferece uma melhor qualidade de energia para o sistema. Além disso, isso é realizado utilizando um reduzido número IGBTs, *drivers* e capacitores, o que pode tornar o sistema mais barato. Esse menor custo pode ser alcançado mesmo para as topologias propostas operando com fonte CC na célula B de cada fase, já que para a convencional C3 obter a mesma qualidade de energia é necessário aumentar o número SMs, ou seja, número de componentes. Neste cenário, ambas usando as relações de 1:8 e 1:12 requerem transformadores de múltiplos enrolamentos com mudança de fase, o que é uma desvantagem em relação a convencional C3 que requer retificadores de diodo multipulsos (12, 18, 24 e 36 pulsos) junto com um transformador padrão no lado da entrada. Para as topologias propostas com relação de 1:8 que usam um FC na célula B de cada fase, essa desvantagem é eliminada e apenas uma fonte CC é necessária para alimentar o sistema. Neste cenário, comparado a convencional C3, as configurações M1 e M2 podem reduzir ainda mais os custos, bem como diminuir o volume, peso e complexidade de implementação do sistema.

3.8.2 Degrau de Tensão

Na Tabela 3.18 é mostrada a diferença de tensão entre os níveis adjacentes da tensão de fase (v_l) sintetizados pelas topologias investigadas. Como pode ser visto, nas configurações M1 e M2 usando a relação de 1:8, a diferença de tensão entre os níveis adjacentes de v_l é obtida por $\Delta v_l = V_0/9$, enquanto nas configurações M1 e M2 usando a relação de 1:12, o de grau de tensão de v_l é definido por $\Delta v_l = V_0/13$. Na convencional C3, por sua vez, o de grau de tensão de v_l depende do índice de modulação m_a , que é dado por $\Delta v_l = m_a V_0/6$. Neste caso, considerando $m_a = [0, 0, 1, 0, 2, 0, 3, \dots, 0, 9, 0, 95, 1]$, o de grau Δv_l fornecido pelas topologias propostas com as relações de 1:8 e 1:12 é menor

que o da convencional C3 quando $m_a \geq 0,7$ e $m_a \geq 0,4$, respectivamente. Caso contrário, se $m_a < 0,7$ e $m_a < 0,4$, o degrau Δv_l gerado pelas topologias propostas com as relações de 1:8 e 1:12 é maior que o da convencional C3.

Tabela 3.18 – Diferença de tensão entre os níveis adjacentes da tensão de fase (v_l) sintetizados pelas topologias proposta e convencional C3.

	Relação	Δv_a	Δv_b	Δv_l
Conf. M1	1 : 8	$2V_0/9$	$V_0/9$	$V_0/9$
	1 : 12	$3V_0/13$	$V_0/13$	$V_0/13$
Conf. M2	1 : 8	$2V_0/9$	$V_0/9$	$V_0/9$
	1 : 12	$3V_0/13$	$V_0/13$	$V_0/13$
Conv. C3	-	-	-	$m_a V_0/6$

3.8.3 Distorção Harmônica

Na Tabela 3.19 é mostrado a distorção harmônica total (THD) da corrente de fase (i_l) em função do índice de modulação para as topologias propostas operando com fonte CC e a convencional C3. Os valores de THD das configurações propostas com a relação de 1:8 operando com FC são equivalentes aos das operando com fonte CC.

Tabela 3.19 – THD em função do índice de modulação m_a para as topologias proposta e convencional C3.

		THD (%)						
Índice de modulação $m_a =$		0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	0,95	1
Conf. M1	1 : 8	2,47	2	1,68	1,45	1,32	1,34	1,21
	1 : 12	1,79	1,48	1,23	1,22	1,05	0,99	0,93
Conf. M2	1 : 8	2,51	2,02	1,71	1,47	1,34	1,36	1,22
	1 : 12	1,82	1,5	1,27	1,23	1,08	1,01	0,95
Conv. C3		3,29	3,1	2,36	2,28	2	1,97	1,71

Note que o valor THD da corrente i_l para as configurações M1 e M2 é reduzido à medida que o índice de modulação aumenta, assim como os da convencional C3. No entanto, as configurações M1 e M2 ofereciam níveis mais baixos de THD entre o índice de modulação $m_a = 0,5$ e $m_a = 0,95$ quando comparados aos da convencional C3. Para relação de 1:8, há uma redução de aproximadamente 24,92%, 35,48%, 28,81%, 36,40%, 34,00%, 31,98% e 29,24%, enquanto para relação de 1:12, há uma redução de aproximadamente 45,59%, 52,26%, 47,88%, 46,49%, 47,50%, 49,75% e 45,61% para $m_a = 0,5, 0,6, 0,7, 0,8, 0,9, 0,95$ e 1, respectivamente. Isso ocorre porque a saída de ambas as topologias com as relações de 1:8 e 1:12 geram 6 e 14 níveis a mais de tensão de fase do que a convencional C3, que fornece apenas 13 níveis. Entre as topologias

propostas, obviamente, a que usa a relação de 1:12 apresentam uma THD mais baixa do a que usa a relação de 1:8.

3.8.4 Tensão de Modo Comum

Com base na metodologia apresentada em [77], a tensão de modo comum (CMV) das configurações propostas (v_{CMV}) pode ser calculada da seguinte forma:

$$v_{CMV} = v_{CMV1} - v_{CMV2} \quad (3.26)$$

em que v_{CMV1} é a CMV entre o ponto médio do barramento CC da célula A $a0$ e o braço DSCC $1pa$ do DSCC, considerando as fases 1, 2 e 3 dos conversores propostos, que é dado por

$$v_{CMV1} = \frac{(v_{1pa0,1} + v_{1pa0,2} + v_{1pa0,3})}{3}, \quad (3.27)$$

e v_{CMV2} é a CMV entre o ponto médio do barramento CC da célula A $a0$ e o braço 2L $2tb$, considerando as fases 1, 2 e 3, que é expressa por

$$v_{CMV2} = \frac{(v_{2da0,1} + v_{2da0,2} + v_{2da0,3} + v_{b,1} + v_{b,2} + v_{b,3})}{3}, \quad (3.28)$$

de modo que $v_{b,w} = v_{1tb0,w} - v_{2tb0,w}$ ($w = 1, 2$ e 3).

Os valores de picos da CMV como uma função do índice de modulação (m_a) para as configurações propostas operando com fonte CC e a convencional C3 é mostrado Tabela 3.20. Os valores de picos da CMV das configurações propostas com a relação de 1:8 operando com FC são equivalentes aos das operando com fonte CC. Na Tabela 3.21 é mostrado os degraus Δv_l da tensão de fase (v_l) como uma função de m_a para as configurações propostas operando com fonte CC e a convencional C3.

Tabela 3.20 – Valores de picos da CMV em função do índice de modulação (m_a) para as configurações propostas e a convencional C3.

Índice de modulação $m_a =$		Valor de pico de v_{CMV} (V)						
		0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	0,95	1
Con. M1	1 : 8	26,9	26,80	26,84	26,89	26,80	26,78	26,81
	1 : 12	19,79	19,72	19,67	19,75	19,73	19,87	19,63
Conf. M2	1 : 8	26,27	26,47	26,22	26,49	26,64	26,13	26,32
	1 : 12	19,28	19,51	19,18	19,47	19,59	19,34	19,26
Conv. C3		19,31	23,32	27,01	31,11	34,97	36,91	38,81

Como pode ser visto, nas configurações M1 e M2, o valor de pico da CMV é mantido constante, independentemente do valor do índice de modulação m_a . Isso ocorre porque os níveis modulados em alta frequência de v_l , que é o principal responsável por

Tabela 3.21 – Degraus Δv_l da tensão de fase (v_l) como uma função de m_a para as configurações propostas e a convencional C3.

Índice de modulação $m_a =$		Δv_l (V)						
		0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	0,95	1
Conf. M1	1 : 8	40	40	40	40	40	40	40
	1 : 12	27,69	27,69	27,69	27,69	27,69	27,69	27,69
Conf. M2	1 : 8	40	40	40	40	40	40	40
	1 : 12	27,69	27,69	27,69	27,69	27,69	27,69	27,69
Conv. C3		30	36	42	48	54	57	60

gerar a CMV nos terminais do motor, têm um degrau Δv_l que não muda com m_a , como mostrado na Tabela 3.21. Por outro lado, na convencional C3, o valor de pico da CMV diminui à medida que m_a diminui, uma vez que o degrau Δv_l da tensão de fase (v_l) muda proporcionalmente com m_a . Nessa circunstância, quando $m_a \geq 0,7$ e $m_a \geq 0,6$, os valores de pico da CMV nas topologias propostas com as relações de 1:8 e 1:12 são menores que os da convencional C3. No entanto, se $m_a < 0,7$ e $m_a < 0,6$, os valores de pico da CMV nas topologias propostas com as relações de 1:8 e 1:12 são maiores que os da convencional C3. Entre as topologias proposta, devido ao degrau Δv_l ser menor, os valores de pico da CMV são mais baixos para as configurações usando a relação de 1:12.

3.8.5 Perdas nos Dispositivos Semicondutores

As perdas nos dispositivos semicondutores foram estimadas empregando os Módulos Térmicos do Psim[®] baseado no IGBT CM1000HA-24H da POWEREX[®]. Este módulo foi configurado com os parâmetros que fornecem uma estimativa de perda equivalente ao modelo de perdas apresentado em [72], que é alcançado por testes experimentais. O modelo de perdas nos IGBTs inclui: 1) perdas por condução no diodo e IGBT; 2) perdas de ativação do IGBT; 3) perdas de desligamento do IGBT; 4) energia de desligamento do diodo.

Na Tabela 3.22 é quantificado as perdas de potência por condução (P_{cond}), chaveamento (P_{swit}) e perdas totais ($P_{tot} = P_{cond} + P_{swit}$), considerando uma tensão CC total $V_0 = 1080$ V. Os outros parâmetros usados são os mesmos descritos na Seção 3.7, o que implica, neste caso, em uma potência trifásica $P_{13\phi} = 3P_l = 2820$ W. Na Tabela 3.22, f_l corresponde a frequência de chaveamento média da tensão de fase. Nas configurações propostas, as perdas foram avaliadas usando $f_l = 6$ kHz, enquanto na convencional C3, foram quantificadas para $f_l = 6$ kHz e $f_l = 8$ kHz.

Como pode ser visto, para $f_l = 6$ kHz, a configuração M2 com as relações de 1:8 e 1:12 foram a que apresentaram perdas totais mais baixas em comparação com todas as outras topologias, com um melhor desempenho para relação de 1:8. Isso ocorre porque

Tabela 3.22 – Perdas nos dispositivos semicondutores para as configurações propostas e a convencional C3.

	Relação	Perdas (W)			THD (%)	f_l (kHz)
		P_{cond}	P_{swit}	P_{tot}		
Conf. M1	1 : 8	186,25	67,53	253,78	1,35	6
	1 : 12	185,25	66,11	251,35	1,04	6
Conf. M2	1 : 8	168,30	75,58	243,88	1,38	6
	1 : 12	166,22	73,31	239,53	1,01	6
Conv. C3		201,64	53,20	254,84	2	6
		195,36	68,67	264,02	1,52	8

a configuração M2 possui um número menor de dispositivos semicondutores no caminho da corrente, oferecendo uma redução nas perdas de condução. A configuração M1 com as relações de 1:8 e 1:12, cujas perdas totais são equivalentes, apresentaram uma eficiência semelhante ao da convencional C3. Por outro lado, a convencional C3 forneceram menor THD para $f_l = 6$ kHz, de modo que é possível aumentar a frequência de chaveamento média de v_l a fim de aumentar suas taxas de THD para comparar as perdas totais do conversor. Aumentando a frequência para $f_l = 8$ kHz, a convencional C3 conseguiu alcançar uma THD = 1.53%, porém suas perdas de chaveamento aumentaram consideravelmente. Nessas circunstâncias, tanto as perdas totais quanto a THD das configurações M1 e M2 são menores que as da convencional C3, o que lhes confere um melhor desempenho.

3.9 Resultados Experimentais

Os resultados experimentais foram obtidos a partir do protótipo apresentado na Figura 3.12. O protótipo é baseado em quatro módulos, cada um composto por quatro IGBTs da SEMIKRON[®] (SKM50GB123D), quatro capacitores, quatro sensores de tensão, dois sensores de corrente e um retificador trifásico a diodo. Os experimentos foram realizados usando os parâmetros do circuito descritos na Seção 3.7 e Tabela 3.15.

3.9.0.1 Operação com fonte CC

Os resultados experimentais para as configurações M1 e M2 com a relação de 1:8, que foram obtidos operando com uma fonte CC na célula B, são mostradas nas Figuras 3.13 e 3.13, respectivamente. As formas de onda nessas figuras são: a tensão de fase (v_l), a corrente de fase (i_l), as tensões das células A e B (v_a e v_b) e as tensões dos capacitores nos SMs (v_{Cxji}).

As configurações M1 e M2 operando com fonte CC produziram 19 níveis de tensão de fase ao utilizar uma relação de 1:8 entre as células A e B, conforme mostrado nas Figuras 3.13a e 3.14a. Para fornecer essa forma de onda de v_l , a célula A teve que produzir



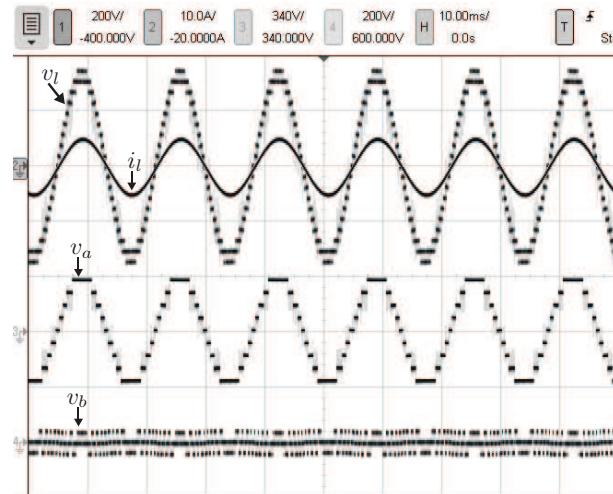
Figura 3.12 – Protótipo utilizado nos resultados experimentais.

nove níveis de tensão escalonados, fornecendo quase toda a energia do sistema, enquanto a célula B foi responsável por sintetizar todos os níveis modulados em alta frequência, garantindo alta qualidade de energia à carga. Além disso, como pode ser observado nas Figuras 3.13b e 3.14b, o controle de balanceamento de tensão do braço DSCC agiu de maneira apropriada, estabelecendo uma distribuição de potência uniforme nos braços DSCC, de modo que as tensões dos capacitores nos SMs (v_{Cxji}) convergiram e foram mantidas equilibradas com cerca de 160 V.

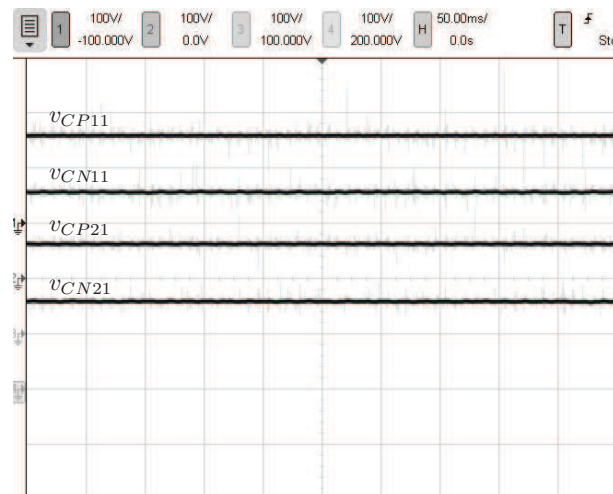
3.9.0.2 Operação com FC

Os resultados experimentais para as configurações M1 e M2 com a relação de 1:8, que foram obtidos operando com um FC na célula B, são mostradas nas Figuras 3.15 e 3.16, respectivamente. As formas de onda nessas figuras são: a tensão de fase (v_l), a corrente de fase (i_l), a tensões das células A e B (v_a e v_b), a tensão do capacitor C_b (v_{C_b}) e as tensões dos capacitores nos SMs (v_{Cxji})

Na operação com FC, as configurações M1 e M2 foram capazes de fornecer 19 níveis de tensão de fase operando com um fator de potência unitário e índice de modulação m_a equivalente a 0,95, o que demonstra que, nos sistemas propostos, o índice de modulação m_a e fator de potência são praticamente independentes um do outro, conforme mostrado nas Figura 3.15a e 3.16a. Conjuntamente, a tensão do capacitor C_b (v_{C_b}) foi adequadamente regulada e mantida em equilíbrio em torno de 40 V, que é a tensão necessária para manter a relação de tensão de 1:8 entre as células A e B, uma vez que a célula A é alimentada com 320 V ($= V_{a0}$), conforme mostrado nas Figuras 3.15c e 3.16b. Neste cenário, para compensar o equilíbrio da tensão do capacitor C_b (v_{C_b}), a célula A não sintetizou uma forma de onda em escada totalmente grampeada como no caso anterior e apresentou regiões moduladas em alta frequência, onde a célula B operou sintetizando



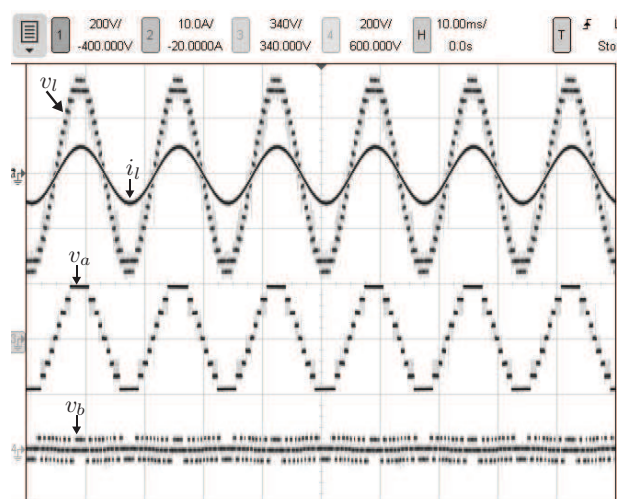
(a)



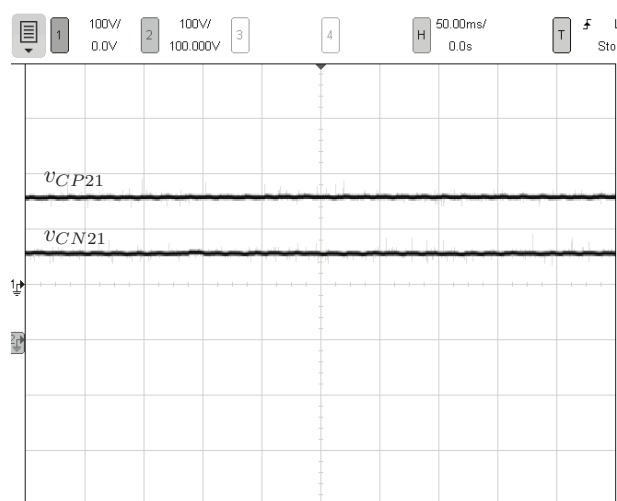
(b)

Figura 3.13 – Resultados experimentais para operação com fonte CC - Configuração M1 com a relação de 1:8. (a) Tensão de fase v_l , corrente de fase i_l , tensões das células v_a e v_b . (b) Tensões de capacitores nos SMs v_{Cxj1} .

somente dois níveis de tensão, conforme mostrado nas Figuras 3.15a e 3.16a. Além disso, as tensões do capacitor SM v_{Cxji} foram reguladas e mantidas em equilíbrio pelo controle de balanceamento de tensão com cerca de 160 V, como mostrado nas Figuras 3.15b e 3.16b.

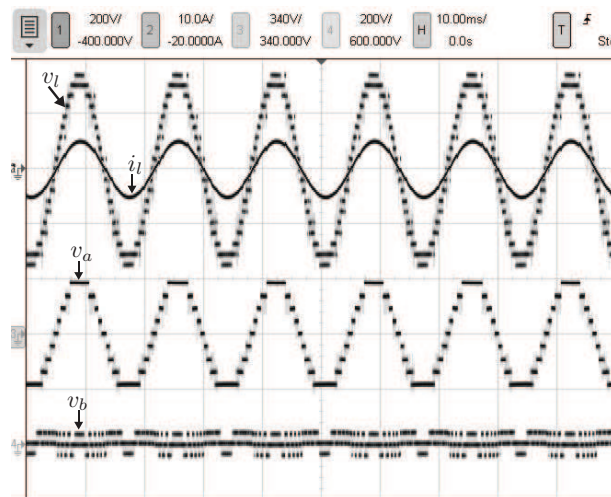


(a)

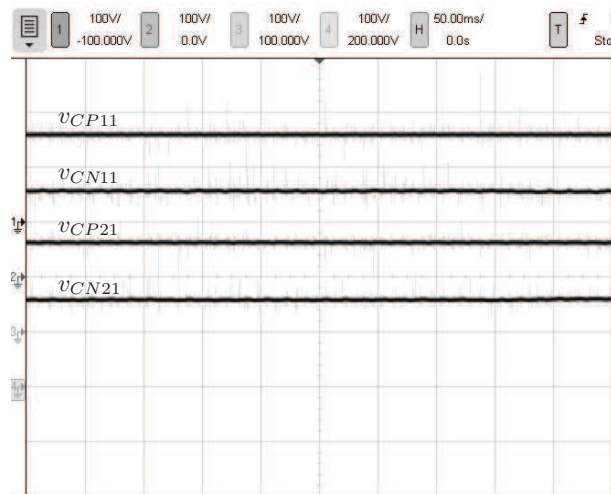


(b)

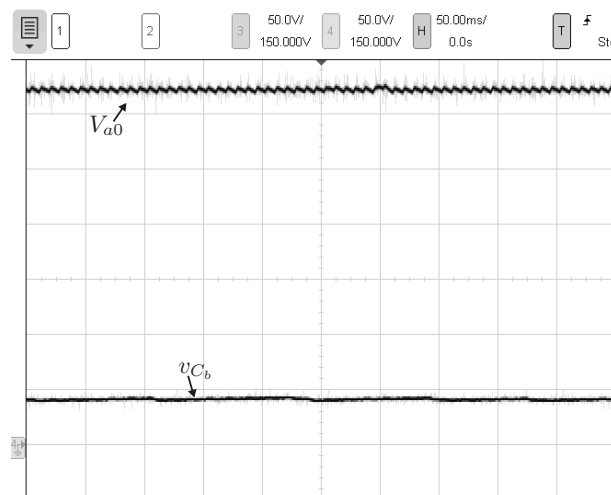
Figura 3.14 – Resultados experimentais para operação com fonte CC - Configuração M1 com a relação de 1:8. (a) Tensão de fase v_l , corrente de fase i_l , tensões das células v_a e v_b . (b) Tensões de capacitores nos SMs v_{Cxj1} .



(a)

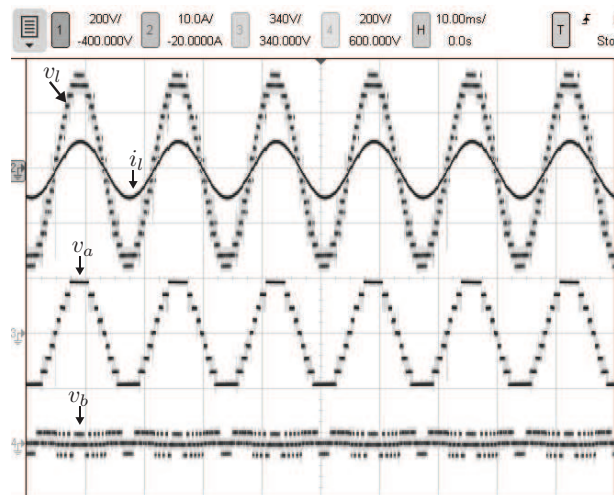


(b)

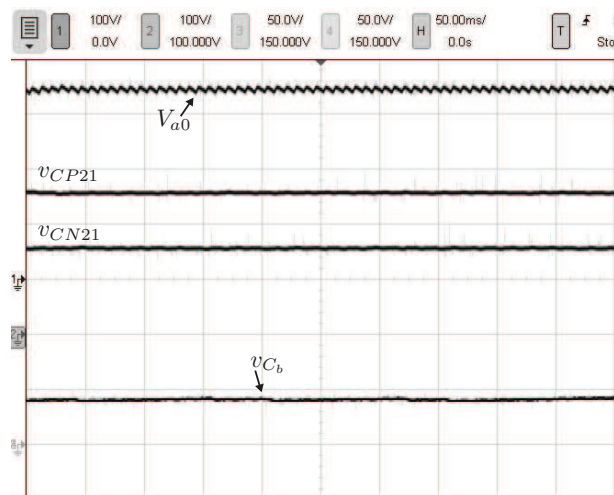


(c)

Figura 3.15 – Resultados experimentais para operação com FC - Configuração M1 com a relação de 1:8. (a) Tensão de fase v_l , corrente de fase i_l , tensões das células v_a e v_b . (b) Tensões de capacitores nos SMs $v_{C_{xj1}}$. (c) Tensão da fonte CC na célula A V_{a0} e tensão do capacitor C_b na célula B v_{C_b}



(a)



(b)

Figura 3.16 – Resultados experimentais para operação com FC - Configuração M2 com a relação de 1:8. (a) Tensão de fase v_l , corrente de fase i_l , tensões das células v_a e v_b . (b) Tensões de capacitores nos SMs $v_{C_{xj1}}$, tensão da fonte CC na célula A V_{a0} e tensão do capacitor C_b na célula B v_{C_b}

3.10 Conclusões

Neste capítulo, dois inversores multiníveis em cascata foram introduzidos para acionamentos de motores com OEW. Cada fase dos sistemas foi baseada na conexão serial de uma ponte-H de nove e três níveis, onde as pontes-H de nove níveis foram alimentadas por apenas uma fonte CC, enquanto as pontes-H de três níveis foram operadas usando fonte CC e FC. As pontes-H de nove e três níveis foram arrançadas de forma assimétrica, de modo que foram usadas as relações de 1:8 e 1:12 entre elas.

Na operação com fonte CC, a partir de uma análise dos níveis de tensão sintetizados pelas topologias propostas, duas técnicas de modulação foram apresentadas, uma para relação de 1:8 e outra pra relação de 1:12, o que permitiram os inversores fornecerem 19 e 24 níveis de tensão de fase, respectivamente. Na operação com FC, baseado nas combinações de tensão redundantes produzidos pelas inversores propostos usando a relação de 1:8, também foi proposta uma estratégia de modulação capaz de gerar 19 níveis de tensão de fase e regular, ao mesmo tempo, a tensão do capacitor nas pontes-H de três níveis (células A), de modo que foi possível operar com fator de potência unitário e índice de modulação igual a 0,95, o que significa que o índice de modulação é praticamente independente do fator de potência da carga.

Entre as topologias propostas, a configuração M2 foi a que usou o menor número de componentes, o que não a impediu de produzir a mesma quantidade níveis que a configuração M1 com as relações de 1:8 e 1:12. Tendo como critério a relações de tensão CC entre as células, na operação com fonte CC, a relação de 1:12 sintetizaram significativamente mais níveis do que a relação de 1:8, oferecendo um melhor desempenho harmônico. Porém, isso não apresentou um impacto tão significativo nas tensões nominais dos IGBTs. Para a relação de 1:12, os IGBTs possuíam apenas tensões nominais ligeiramente maiores do que os IGBTs para a relação de 1:8. Entre as operações com fonte CC e com FC, para a relação de 1:8, uma única fonte CC é necessária para alimentar o sistema operando com FC, enquanto na operação sem FC, que incluiu as relações de 1:8 e 1:12, quatro fontes são utilizadas, o que tornar o sistema mais barato, leve e menor. Além disso, as topologias usando a relação de 1:12 apresentaram um desempenho melhor em termos de THD, tensão de modo comum e perdas nos dispositivos semicondutores quando comparado com as usando a relação de 1:8. Assim sendo, na operação com fonte CC, M1 e M2 usando a relação de 1:12 apresentam-se como a solução mais vantajosa, uma vez geram mais níveis possuindo uma distribuição tensão sobre os IGBTs equivalente aos de M1 e M2 usando a relação de 1:8. Dentro deste cenário, M2 é a alternativa menos custosa, já que possui menos IGBTs, *drivers* e capacitores. Na operação com FC, M2 usando a relação de 1:8 é a solução mais interessaste pela mesma razão e também pode ser financeiramente mais atrativa, mesmo com menos níveis do que usando a relação de 1:12, visto que uma única fonte é necessária.

Comparado com a topologia convencional C3, as configurações M1 e M2 usando as relações de 1:8 e 1:12 foram capazes de produzir consideravelmente mais níveis de tensão de fase, o que lhes garante um THD mais baixa, ao mesmo tempo que exigiram um número menor de IGBTs. O número reduzido de chaves semicondutoras nas topologias propostas trouxe como desvantagem um aumento da tensão e corrente nominal na maioria desses dispositivos, bem como uma assimetria entre eles. Por outro lado, também trouxe a vantagem de um número menor de *drivers*, que geralmente adicionam um custo e complexidade significativos à instalação, assim como um número menor de capacitores, em comparação com a convencional C3. Além disso, nas topologias propostas, os IGBTs das células A apresentaram uma menor tensão nominal e os IGBTs de um dos braços das células A operam na frequência fundamental. Essas características, juntamente com um número reduzido de componentes, podem tornar as configurações propostas economicamente mais viáveis do que a convencional C3.

Esse menor custo pode ser alcançado mesmo para as topologias propostas usando as relações de 1:8 e 1:12 que operam com fonte CC, uma vez que a convencional C3 requer mais SMs para gerar a mesma qualidade de energia. As topologias propostas usando a relação de 1:8 que operam com FC empregam uma única fonte CC e não requerem transformadores de múltiplos enrolamentos com mudança de fase. Portanto, o custo do sistema pode ser ainda mais reduzido, assim como o volume, peso e complexidade de implementação.

Comparado as convencionais C3, as configurações M1 e M2 também ofereceram uma tensão de modo comum mais baixa para altos valores de índice de modulação, bem como um melhor desempenho em termos de perdas nos dispositivos semicondutores. Por fim, a validade das topologias propostas foram confirmadas pelas simulações e testes experimentais.

4 Conclusões Gerais e Trabalhos Futuros

4.1 Conclusões Gerais

Neste trabalho foram propostas um total de cinco topologias de conversores CC-CA multiníveis em cascata capaz de produzir um elevado número de níveis de saída empregando um reduzido número de fontes CC isolados e também ao custo de um reduzido número de componentes. Entre as topologias estudadas, três são inversores multiníveis com transformadores em cascata usando uma única fonte CC isolada (N1, N2 e N3), que são sugeridas para sistemas de geração fotovoltaicos isolados ou conectados à rede. Os outros dois são inversores multiníveis assimétricos em cascata empregando quatro fontes CC, na operação sem FC, e uma única fonte CC, na operação com FC (M1 e M2), que são adequados para acionamentos de motores com OEW de media tensão.

Para as topologias N1, N2 e N3, as principais equações de tensão e corrente descrevendo o modelo do conversor foram apresentadas, tendo em conta que as relações de espiras dos transformadores foram calculadas para dois cenários limites, um simétrico e outro assimétrico. A partir da análise das combinações possíveis de estados das chaves, propôs-se também uma técnica de modulação generalizada baseada nas funções de razão cíclica que é facilmente implementável em um DSP. No cenário simétrico, esta técnica garantiu que somente um braço dos inversores propostos operasse em alta frequência, enquanto os outros operassem em baixa frequência, barateando o sistema. No cenário assimétrico, esta técnica possibilitou que os conversores propostos fossem capazes de fornecer o número máximo de níveis de saída, otimizando a qualidade das formas de onda de saída.

Com o intuito de avaliar e comparar as topologias N1, N2 e N3 frente às topologias convencionais C1 e C2, os seguintes critérios foram utilizados nesse trabalho: o número de componentes e níveis, potência nominal dos transformadores; tensão, corrente e frequência nominal das chaves de potência; THD; e perdas nos dispositivos semicondutores e nos transformadores.

Entre as configurações propostas, o cenário assimétrico gerou um maior número níveis, assegurando-lhes um desempenho harmônico mais elevado, bem como uma maior relação de níveis por chave, em comparação com o cenário simétrico. N1 e N2 foram as que sintetizaram mais níveis, enquanto a configuração N2 forneceu mais níveis por chaves. Quanto a potência nominal dos transformadores, N1 e N2 no cenário assimétrico foram ligeiramente menores, enquanto N3 ligeiramente maior, comparada com o cenário simétrico. No entanto, na operação simétrica, as chaves das topologias proporcionaram uma distri-

buição corrente mais uniforme e existia somente um braço em que as chaves operavam em alta frequência. No cenário assimétrico, as chaves de todos os braços proporcionaram uma corrente diferente e havia apenas um braço em que as chaves operam em baixa frequência. Em relação as perdas, de maneira geral, as configurações com transformadores simétricos ofereceram melhor eficiência do que com transformadores assimétricos. Tanto para frequência de chaveamento constante como THD constante, N3 foi a que proporcionou melhor desempenho. Dessa forma, se objetivo é alcançar uma melhor qualidade energia usando proporcionalmente menos chaves de potência, N1 e N2 operando no cenário assimétrico são as soluções mais atrativa, com uma ligeira vantagem pra N2. Porém, se o objetivo é ter mais simetria e eficiência, N3 no cenário simétrico é a melhor opção.

No cenário simétrico, as vantagens apresentadas pelas topologias N1, N2 e N3 sobre as convencionas C1 e C2 são elencadas a seguir:

- Geraram praticamente o dobro de níveis usando o mesmo número de transformadores, fornecendo melhor qualidade de energia. N1, N2 e N3 também podem sintetizar mais níveis usando um menor número de transformadores ou o mesmo número de níveis empregando a metade do número de transformadores, oferecendo menor peso e volume e, possivelmente, menor custo para o sistema;
- Forneceram maior relação de níveis por chave comparadas a C1, assim como a configuração N3 em comparação com a C2;
- Apresentaram uma potência aparente total dos transformadores mais baixa, o que implica em transformadores menos volumosos, menores e baratos;
- Apresentaram chaves com a metade da tensão nominal;
- Para a frequência constante, N2 e N3 apresentaram perdas totais inferiores, enquanto para a THD constante, N1, N2 e N3 apresentaram perdas menores.

No cenário assimétrico, as vantagens oferecidas pelas topologias N1, N2 e N3 sobre as convencionas C1 e C2 são descritas a seguir:

- Comparada a C1, N1 e N2 sintetizaram quase o dobro dos níveis, oferecendo uma maior relação de níveis por chave. N3 também teve resultados semelhantes para o cenário com $k = 2$ transformadores;
- Comparada a C2, N1, N2 e N3 geraram mais níveis de tensão, bem como forneceram uma maior relação de níveis por chave. N1 e N2 também pode gerar mais níveis de tensão usando o menor número de transformadores, o que pode tornar o sistema menos volumoso e pesado;

- Apresentaram uma potência aparente total dos transformadores mais baixa;
- As chaves com a corrente nominal mais alta também operaram em baixas frequências, o que confere aos seus interruptores um custo competitivo em comparação aos convencionais;
- Para a frequência constante, N2 e N3 apresentaram perdas totais inferiores, enquanto para a THD constante, N2 e N3 apresentaram melhor desempenho do que C1, enquanto N1, N2 e N3 tiveram melhor desempenho do que C2.

Além disso, N1, N2 e N3 oferecem uma propriedade de balanceamento natural que pode auto regular as tensões dos capacitores no barramento CC sem qualquer controle ativo adicional. Testes experimentais para condições de carga altamente indutivas e altamente resistivas confirmaram a validade de N1, N2 e N3 e atestaram o equilíbrio natural oferecido pelo sistema.

Para as topologias M1 e M2, o modelo e equações que descreve o MMCC, bem como seu controle de balanceamento, foram apresentadas. Em seguida, para cada topologia, uma análise de operação do conversor e as equações das tensões descrevendo o modelo do sistema foram descritas, incluindo um estudo sobre o carregamento e descarregamento do FC. Na operação com fonte CC, a partir de uma análise dos níveis de tensão gerados pelas configurações propostas, duas técnicas de modulação foram propostas, uma para relação de 1:8 e outra pra relação de 1:12, o que admitiram os inversores sintetizarem 19 e 24 níveis, respectivamente. Na operação com FC, baseado nas combinações de tensão redundantes fornecidos pelos conversores usando a relação de 1:8, também foi proposta uma técnica de modulação capaz de produzir 19 níveis e regular a tensão do capacitor nas pontes-H de três níveis, de modo que foi possível operar com fator de potência unitário e índice de modulação igual a 0,95, o que significa que o índice de modulação é praticamente independente do fator de potência da carga.

A fim de avaliar e comparar as topologias M1 e M2 frente à topologia convencional C3, os seguintes critérios foram empregados nesse trabalho: o número de componentes e níveis, tensão nominal dos IGBTs e capacitores, a diferença de tensão entre os níveis adjacentes da tensão, THD, tensão de modo comum e perdas nos dispositivos semicondutores.

Entre as topologias propostas, M2 foi a que usou menos componentes, o que não a impediu de produzir a mesma quantidade níveis que M1 com as relações de 1:8 e 1:12. Tendo como critério a relações de tensão CC entre as células, na operação com fonte CC, a relação de 1:12 produziram mais níveis do que a relação de 1:8, oferecendo um desempenho harmônico mais elevado. Entretanto, isso não teve um efeito tão significativo nas tensões nominais dos IGBTs. Para a relação de 1:12, os IGBTs tinham somente tensões nominais levemente maiores do que os IGBTs para a relação de 1:8. Entre as operações com fonte

CC e com FC, para a relação de 1:8, uma única fonte CC é necessária para alimentar o sistema operando com FC, enquanto na operação sem FC, que incluiu as relações de 1:8 e 1:12, quatro fontes são empregadas, tornando o sistema mais barato, leve e menor. Além disso, as topologias usando a relação de 1:12 ofereceram um desempenho melhor em termos de THD, tensão de modo comum e perdas nos dispositivos semicondutores quando comparado com as usando a relação de 1:8. Logo, na operação com fonte CC, M1 e M2 usando a relação 1:12 apresentam-se como a solução mais vantajosa, uma vez geram mais níveis possuindo uma distribuição tensão sobre os IGBTs equivalente aos de M1 e M2 usando a relação de 1:8. Dentro deste cenário, M2 é a alternativa menos custosa, já que possui menos IGBTs, *drivers* e capacitores. Na operação com FC, M2 usando a relação de 1:8 é a solução mais interessante pela mesma razão e também pode ser financeiramente mais atrativa, mesmo com menos níveis do que usando a relação de 1:12, visto que uma única fonte é necessária.

As vantagens apresentadas pelas topologias M1 e M2 sobre a convencional C3 são ditas a seguir:

- Produziram consideravelmente mais níveis de tensão de fase, o que lhes garante um THD mais baixa;
- Apresentaram reduzidos número de IGBTs, *drivers*, capacitores, o que pode tornar o sistema mais barato;
- Na operação com FC, o custo do sistema pode ser ainda mais reduzido, assim como o volume, peso e complexidade de implementação;
- Ofereceram uma tensão de modo comum mais baixa para a altos valores de índice de modulação;
- Apresentaram perdas nos dispositivos semicondutores mais baixas.

Por fim, a validade das topologias M1 e M2 foram confirmadas pelas simulações e testes experimentais.

4.2 Trabalhos Futuros

Como continuação deste trabalho propõem-se:

1. Estudo das topologias N1, N2 e N3 empregando transformadores dimensionados com relações de espiras assimétricas para cenários diferentes do mínimo e máximo número de níveis gerados;

2. Investigar a razão da propriedade de balanceamento natural das topologias N1, N2 e N3;
3. Adaptação das topologias N1, N2 e N3 para retificadores, substituindo chaves controladas por diodos;
4. Estudos de novas configurações com transformadores em cascata acoplados a braços 2L, onde um braço é compartilhado a cada dois transformadores;
5. Obtenção dos resultados experimentais para as topologias M1 e M2 operando com a relação de 1:12;
6. Desenvolver e investigar as topologias M1 e M2 com a relação de 1:12 operando com FC.

Referências

- 1 KOURO, S. et al. Recent advances and industrial applications of multilevel converters. *IEEE Transactions on industrial electronics*, IEEE, v. 57, n. 8, p. 2553–2580, 2010. Citado na página 1.
- 2 JIAO, Y. *High power high frequency 3-level neutral point clamped power conversion system*. Tese (Doutorado) — Virginia Polytechnic Institute and State University, 2015. Citado na página 1.
- 3 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. Citado na página 1.
- 4 RODRIGUEZ, J.; LAI, J.-S.; PENG, F. Z. Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications. *IEEE Transactions on industrial electronics*, IEEE, v. 49, n. 4, p. 724–738, 2002. Citado 2 vezes nas páginas 1 e 7.
- 5 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*, IEEE, v. 26, n. 1, p. 51–65, 2011. Citado na página 1.
- 6 RUIZ-CABALLERO, D. A. et al. Symmetrical hybrid multilevel dc–ac converters with reduced number of insulated dc supplies. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 57, n. 7, p. 2307–2314, 2010. Citado 2 vezes nas páginas 1 e 2.
- 7 MANJREKAR, M. D.; STEIMER, P. K.; LIPO, T. A. Hybrid multilevel power conversion system: A competitive solution for high-power applications. *IEEE transactions on industry applications*, IEEE, v. 36, n. 3, p. 834–841, 2000. Citado na página 1.
- 8 BABAEI, E. A cascade multilevel converter topology with reduced number of switches. *IEEE Transactions on power electronics*, IEEE, v. 23, n. 6, p. 2657–2664, 2008. Citado na página 2.
- 9 PEREDA, J.; DIXON, J. High-frequency link: A solution for using only one dc source in asymmetric cascaded multilevel inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 58, n. 9, p. 3884–3892, 2011. Citado 2 vezes nas páginas 2 e 4.
- 10 RAJEEVAN, P. et al. A nine-level inverter topology for medium-voltage induction motor drive with open-end stator winding. *IEEE transactions on industrial electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., 3 Park Avenue, 17 th Fl New York NY 10016-5997 United States, v. 60, n. 9, p. 3627–3636, 2013. Citado na página 2.
- 11 RODRIGUEZ, P. et al. Multilevel-clamped multilevel converters (mlc2). *IEEE Trans. Power Electron*, v. 27, n. 3, p. 1055–1060, 2012. Citado na página 2.
- 12 MIRANBEIGI, M.; IMAN-EINI, H.; ASOODAR, M. A new switching strategy for transformer-less back-to-back cascaded h-bridge multilevel converter. *IET Power Electronics*, IET, v. 7, n. 7, p. 1868–1877, 2014. Citado na página 3.

- 13 CORZINE, K.; FAMILIANT, Y. A new cascaded multilevel h-bridge drive. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 17, n. 1, p. 125–131, Jan 2002. ISSN 0885-8993. Citado 2 vezes nas páginas 3 e 7.
- 14 MALINOWSKI, M. et al. A survey on cascaded multilevel inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 57, n. 7, p. 2197–2206, July 2010. ISSN 0278-0046. Citado 3 vezes nas páginas 3, 7 e 8.
- 15 AMADEH-ROODMAJAN, M.; MONFARED, M.; HASHEMIZADEH-ASHAN, S. A single-phase cascaded multilevel inverter composed of four-level sub-multilevel cells. In: *2017 8th Power Electronics, Drive Systems Technologies Conference (PEDSTC)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 389–394. Citado 2 vezes nas páginas 3 e 5.
- 16 MARQUEZ, A. et al. Variable-angle phase-shifted PWM for multilevel three-cell cascaded h-bridge converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 64, n. 5, p. 3619–3628, 2017. Citado na página 3.
- 17 MANJREKAR, M. D.; LIPO, T. A. A hybrid multilevel inverter topology for drive applications. In: IEEE. *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1998. APEC'98. Conference Proceedings 1998., Thirteenth Annual*. [S.l.], 1998. v. 2, p. 523–529. Citado na página 3.
- 18 RECH, C.; PINHEIRO, J. R. Hybrid multilevel converters: Unified analysis and design considerations. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 54, n. 2, p. 1092–1104, 2007. Citado na página 3.
- 19 KHOUCHA, F. et al. Hybrid cascaded h-bridge multilevel-inverter induction-motor-drive direct torque control for automotive applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 57, n. 3, p. 892–899, 2010. Citado na página 3.
- 20 LEE, J. S. et al. Combination analysis and switching method of a cascaded h-bridge multilevel inverter based on transformers with the different turns ratio for increasing the voltage level. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 65, n. 6, p. 4454–4465, June 2018. ISSN 0278-0046. Citado na página 4.
- 21 MÉLLO, J. P. R. A.; JACOBINA, C. B. Single-phase converter with shared leg and generalizations. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 33, n. 6, p. 4882–4893, June 2018. ISSN 0885-8993. Citado 2 vezes nas páginas 4 e 5.
- 22 Méllo, J. P. R. A.; JACOBINA, C. B.; CORRÊA, M. B. d. R. Three-phase four-wire inverters based on cascaded three-phase converters with four and three legs. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 53, n. 6, p. 5539–5552, Nov 2017. ISSN 0093-9994. Citado 2 vezes nas páginas 4 e 5.
- 23 SONG, S. G.; KANG, F. S.; PARK, S.-J. Cascaded multilevel inverter employing three-phase transformers and single dc input. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 56, n. 6, p. 2005–2014, 2009. Citado 2 vezes nas páginas 4 e 5.
- 24 PANDA, A.; SURESH, Y. Performance of cascaded multilevel inverter by employing single and three-phase transformers. *IET Power Electronics*, IET, v. 5, n. 9, p. 1694–1705, 2012. Citado na página 4.

- 25 KANG, F.-S. et al. Multilevel PWM inverters suitable for the use of stand-alone photovoltaic power systems. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, IEEE, v. 20, n. 4, p. 906–915, 2005. Citado na página 4.
- 26 MEHTANI, M.; HUSSAIN, I.; SINGH, B. A single source single phase spv grid tied system employing 9-level ternary cascaded vsc. In: IEEE. *Power Electronics (IICPE), 2016 7th India International Conference on*. [S.l.], 2016. p. 1–5. Citado na página 4.
- 27 WANG, B.; ILLINDALA, M. Operation and control of a dynamic voltage restorer using transformer coupled h-bridge converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 21, n. 4, p. 1053–1061, July 2006. ISSN 0885-8993. Citado na página 4.
- 28 CARLOS, G. A. de A. et al. Dynamic voltage restorer based on three-phase inverters cascaded through an open-end winding transformer. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 31, n. 1, p. 188–199, 2016. Citado na página 4.
- 29 VARSCHAVSKY, A. et al. Cascaded nine-level inverter for hybrid-series active power filter, using industrial controller. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 57, n. 8, p. 2761–2767, 2010. Citado na página 4.
- 30 CARLOS, G. A. de A. et al. Shunt active power filter based on cascaded transformers coupled with three-phase bridge converters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 53, n. 5, p. 4673–4681, 2017. Citado na página 4.
- 31 SHARMA, S.; GUPTA, R. Power flow control with cascaded transformer multilevel converter integrated with energy storage. In: IEEE. *Power Electronics (IICPE), 2016 7th India International Conference on*. [S.l.], 2016. p. 1–6. Citado 2 vezes nas páginas 4 e 5.
- 32 TIPSUWANPOM, V. et al. Asymmetrical two-phase induction motor speed controlled by multilevel inverter employing cascaded transformers. In: IEEE. *Industrial Electronics (ISIE), 2017 IEEE 26th International Symposium on*. [S.l.], 2017. p. 232–237. Citado 2 vezes nas páginas 4 e 5.
- 33 KANG, F.-S. et al. An efficient multilevel-synthesis approach and its application to a 27-level inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 52, n. 6, p. 1600–1606, 2005. Citado na página 4.
- 34 OUNI, S. et al. A reduced switch cascaded transformer multi level inverter. In: IEEE. *Environment and Electrical Engineering (EEEIC), 2015 IEEE 15th International Conference on*. [S.l.], 2015. p. 1013–1018. Citado na página 5.
- 35 SONG, S.-G. et al. Multilevel inverter using cascaded 3-phase transformers with common-arm configuration. *Electric Power Systems Research*, Elsevier, v. 81, n. 8, p. 1672–1680, 2011. Citado na página 5.
- 36 JAHAN, H. K. et al. Low component merged cells cascaded-transformer multilevel inverter featuring an enhanced reliability. *IET Power Electronics*, v. 10, n. 8, p. 855–862, 2017. ISSN 1755-4535. Citado 2 vezes nas páginas 5 e 98.
- 37 MÉLLO, J. P. R.; JACOBINA, C. B.; FREITAS, N. B. de. Symmetric multicell single-phase rectifiers with reduced switches and cascaded transformers. In: IEEE. *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.], 2018. p. 2865–2872. Citado na página 5.

- 38 GANDOMI, A. A. et al. Transformer-based inverter with reduced number of switches for renewable energy applications. *IET Power Electronics*, IET, v. 8, n. 10, p. 1875–1884, 2015. Citado 2 vezes nas páginas 5 e 6.
- 39 ZARE, K.; ABAPOUR, M. et al. Verification of a low component nine-level cascaded-transformer multilevel inverter in grid-tied mode. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, IEEE, v. 6, n. 1, p. 429–440, 2018. Citado na página 5.
- 40 BANAEI, M. R.; SALARY, E. et al. Single-source cascaded transformers multilevel inverter with reduced number of switches. *IET Power Electronics*, IET, v. 5, n. 9, p. 1748–1753, 2012. Citado na página 5.
- 41 FARAKHOR, A. et al. Symmetric and asymmetric transformer based cascaded multilevel inverter with minimum number of components. *IET Power Electronics*, IET, v. 8, n. 6, p. 1052–1060, 2015. Citado na página 5.
- 42 BAKER, R. Switching circuit. *US Patent*, v. 4, n. 210, p. 826, 1980. Citado na página 7.
- 43 NABAE, A.; TAKAHASHI, I.; AKAGI, H. A new neutral-point-clamped pwm inverter. *IEEE Transactions on industry applications*, IEEE, n. 5, p. 518–523, 1981. Citado na página 7.
- 44 RODRIGUEZ, J. et al. A survey on neutral-point-clamped inverters. *IEEE transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 57, n. 7, p. 2219–2230, 2010. Citado na página 7.
- 45 WU, C.; LAU, W. H.; CHUNG, H. A five-level neutral-point-clamped h-bridge pwm inverter with superior harmonics suppression: A theoretical analysis. In: IEEE. *ISCAS'99. Proceedings of the 1999 IEEE International Symposium on Circuits and Systems VLSI (Cat. No. 99CH36349)*. [S.l.], 1999. v. 5, p. 198–201. Citado na página 7.
- 46 EDPUGANTI, A.; RATHORE, A. K. Fundamental switching frequency optimal pulsewidth modulation of medium-voltage cascaded seven-level inverter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 51, n. 4, p. 3485–3492, 2015. Citado na página 7.
- 47 XU, Y.; ZOU, Y. Research on a novel hybrid cascade multilevel converter. In: IEEE. *2007 International Power Engineering Conference (IPEC 2007)*. [S.l.], 2007. p. 1081–1085. Citado na página 7.
- 48 JINGHUA, Z.; ZHENGXI, L. Research on hybrid modulation strategies based on general hybrid topology of multilevel inverter. In: IEEE. *2008 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*. [S.l.], 2008. p. 784–788. Citado na página 7.
- 49 WU, Z.; ZOU, Y.; DING, K. An evaluation of spectral characteristic of novel hybrid asymmetric modulated 9-level inverter. In: *2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.: s.n.], 2005. p. 855–860. ISSN 0275-9306. Citado na página 7.
- 50 KAI, D. et al. Research on a novel three-phase hybrid asymmetric 9-level inverter. In: IEEE. *30th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2004. IECON 2004*. [S.l.], 2004. v. 1, p. 856–861. Citado na página 7.

- 51 PEREDA, J.; DIXON, J. Cascaded multilevel converters: Optimal asymmetries and floating capacitor control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 60, n. 11, p. 4784–4793, 2013. Citado na página 8.
- 52 SIVAKUMAR, K. et al. A hybrid multilevel inverter topology for an open-end winding induction-motor drive using two-level inverters in series with a capacitor-fed h-bridge cell. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 57, n. 11, p. 3707–3714, 2010. Citado na página 8.
- 53 DU, Z. et al. Fundamental frequency switching strategies of a seven-level hybrid cascaded h-bridge multilevel inverter. *IEEE Transactions on power electronics*, IEEE, v. 24, n. 1, p. 25–33, 2009. Citado na página 8.
- 54 VAZQUEZ, S. et al. Dc-voltage-ratio control strategy for multilevel cascaded converters fed with a single dc source. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 56, n. 7, p. 2513–2521, 2009. Citado na página 8.
- 55 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*, IEEE, v. 60, n. 9, p. 3619–3626, 2013. Citado na página 8.
- 56 ZHANG, Y. et al. Hybrid multilevel converter: Capacitor voltage balancing limits and its extension. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, IEEE, v. 9, n. 4, p. 2063–2073, 2013. Citado na página 8.
- 57 DU, Z. et al. A cascade multilevel inverter using a single dc source. In: IEEE. *Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC'06*. [S.l.], 2006. p. 5–pp. Citado na página 8.
- 58 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*, IEEE, v. 58, n. 11, p. 5102–5111, 2011. Citado na página 8.
- 59 LESNICAR, A.; MARQUARDT, R. An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range. In: IEEE. *2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings*,. [S.l.], 2003. v. 3, p. 6–pp. Citado na página 8.
- 60 GLINKA, M.; MARQUARDT, R. A new ac/ac multilevel converter family. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 52, n. 3, p. 662–669, 2005. Citado na página 8.
- 61 HAGIWARA, M.; AKAGI, H. Control and experiment of pulsewidth-modulated modular multilevel converters. *IEEE transactions on power electronics*, IEEE, v. 24, n. 7, p. 1737–1746, 2009. Citado 2 vezes nas páginas 8 e 73.
- 62 ROHNER, S. et al. Modulation, losses, and semiconductor requirements of modular multilevel converters. *IEEE transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 57, n. 8, p. 2633–2642, 2010. Citado na página 8.
- 63 HAGIWARA, M.; NISHIMURA, K.; AKAGI, H. A medium-voltage motor drive with a modular multilevel pwm inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 25, n. 7, p. 1786–1799, 2010. Citado na página 8.

- 64 AKAGI, H. Classification, terminology, and application of the modular multilevel cascade converter (mmcc). *IEEE Transactions on power electronics*, IEEE, v. 26, n. 11, p. 3119–3130, 2011. Citado na página 8.
- 65 HAGIWARA, M.; MAEDA, R.; AKAGI, H. Control and analysis of the modular multilevel cascade converter based on double-star chopper-cells (mmcc-dscc). *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 26, n. 6, p. 1649–1658, 2011. Citado na página 8.
- 66 TU, Q.; XU, Z. Impact of sampling frequency on harmonic distortion for modular multilevel converter. *IEEE Transactions on Power Delivery*, IEEE, v. 26, n. 1, p. 298–306, 2011. Citado na página 9.
- 67 EDPUGANTI, A.; RATHORE, A. K. Optimal pulsewidth modulation for common-mode voltage elimination scheme of medium-voltage modular multilevel converter-fed open-end stator winding induction motor drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 64, n. 1, p. 848–856, 2017. Citado na página 9.
- 68 ALISHAH, R. S. et al. New hybrid structure for multilevel inverter with fewer number of components for high-voltage levels. *IET Power Electronics*, v. 7, n. 1, p. 96–104, January 2014. ISSN 1755-4535. Citado na página 9.
- 69 LI, R. et al. Hybrid cascaded modular multilevel converter with dc fault ride-through capability for the hvdc transmission system. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 30, n. 4, p. 1853–1862, Aug 2015. ISSN 0885-8977. Citado na página 9.
- 70 BLAABJERG, F. et al. Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems. *IEEE Transactions on industrial electronics*, Citeseer, v. 53, n. 5, p. 1398–1409, 2006. Citado na página 12.
- 71 HASSAINE, L. et al. Overview of power inverter topologies and control structures for grid connected photovoltaic systems. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Elsevier, v. 30, p. 796–807, 2014. Citado na página 12.
- 72 DIAS, J. A. et al. Application of single-phase to three-phase converter motor drive systems with igbt dual module losses reduction. In: IEEE. *Power Electronics Conference, 2009. COBEP'09. Brazilian*. [S.l.], 2009. p. 1155–1162. Citado 2 vezes nas páginas 56 e 101.
- 73 DARUS, R. et al. Comparison of phase-shifted and level-shifted PWM in the modular multilevel converter. In: *2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA)*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 3764–3770. ISSN 2150-6078. Citado na página 79.
- 74 CIFTCI, B.; HAVA, A. M. Performance evaluation and selection of pwm switching and control methods for grid connected modular multilevel converters. In: *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 3622–3629. ISSN 2329-3721. Citado na página 86.
- 75 LI, K. et al. Fault detection and tolerant control of open-circuit failure in mmc with full-bridge sub-modules. In: IEEE. *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2016 IEEE*. [S.l.], 2016. p. 1–6. Citado na página 98.

-
- 76 HONG, L. et al. Multi-layer fault-tolerant control of mmc for shipboard mvdc power system. In: *2018 13th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 2069–2074. ISSN 2158-2297. Citado na página 98.
- 77 BODO, N.; JONES, M.; LEVI, E. A space vector pwm with common-mode voltage elimination for open-end winding five-phase drives with a single dc supply. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 61, n. 5, p. 2197–2207, 2014. Citado na página 100.