

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

**Inversores Multiníveis Híbridos Assimétricos com  
Acoplamento Magnético**

**Dissertação de Mestrado**

**Diego Alberto Acevedo Bueno**

**Campina Grande, Paraíba, Brasil  
2015**

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

**Inversores Multiníveis Híbridos Assimétricos com  
Acoplamento Magnético**

**Diego Alberto Acevedo Bueno**

*Dissertação de mestrado submetida à  
Coordenadoria do Curso de Pós-graduação em  
Engenharia Elétrica da Universidade Federal de  
Campina Grande como parte dos requisitos  
necessários para obtenção do título de Mestre em  
Engenharia Elétrica*

**Área de Conhecimento: Processamento da energia**

**Orientador:  
Edison Roberto Cabral da Silva, Dr. Ing.**

**Campina Grande, Paraíba, Brasil  
© Diego Alberto Acevedo Bueno, Agosto de 2015**



# **Dissertação de Mestrado**

*Dissertação de mestrado submetida à  
Coordenadoria do Curso de Pós-graduação em  
Engenharia Elétrica da Universidade Federal de  
Campina Grande como parte dos requisitos  
necessários para obtenção do título de Mestre em  
Engenharia Elétrica*

---

**Diego Alberto Acevedo Bueno**

Aluno

---

**Edison Roberto Cabral da Silva, Dr. Ing., UFCG**

Orientador

---

**Cursino Brandão Jacobina, Dr. Ing., UFCG**

Componente de Banca

---

**Montiê Alves Vitorino, Dr. Ing., UFCG**

Componente de Banca

**Campina Grande, Paraíba, Brasil  
Agosto de 2015**



*Aos meus pais e meu irmão pelo  
seu apoio quando mais o precisei.*

# Agradecimentos

Agradeço ao professor Dr. Edison Roberto Cabral da Silva pela oportunidade para continuar com a minha formação em um ambiente acadêmico de alto nível. Além pelo seu apoio, sua confiança e sua orientação abrangente para a realização deste trabalho.

Aos professores do programa de pós-graduação do departamento de Engenharia Elétrica da UFCG, especialmente a todos os professores do Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamento de Máquinas (LEIAM).

Aos amigos e colegas Juliano, Abinadabe, Luciano, Isaac, Túlio, João Helder, Ítalo Roger, Vágner e Gregory, pela camaradagem, ajuda e conselho desde que cheguei ao Brasil.

Aos meus pais, Tito e Dorian, pelo seu apoio incondicional e sua temperança nos momentos difíceis. Ao meu irmão pela sua visão arejada e objetiva, que me fornecem uma perspectiva aprofundada de assuntos transcendentais.

À CNPq e à UFCG, pelo apoio financeiro e pela estrutura oferecida para a realização do curso.

## Resumo

Esta dissertação examina seis topologias híbridas assimétricas com acoplamento magnético. O termo topologia híbrida assimétrica se refere a qualquer topologia que combine os princípios das topologias clássicas com duas fontes de tensão isoladas ou mais com tensões diferentes. Das topologias propostas, quatro possuem saída única conectada ao ponto intermediário do barramento e as restantes dispõem de saída diferencial usando outro braço de dois níveis. Para simplificar o estudo destas topologias, desenvolveu-se um modelo elétrico e magnético detalhado dos indutores acoplados usando componentes de modo comum e diferencial. Posteriormente, esse modelo foi inserido no modelo do conversor para o desenvolvimento de uma estratégia de controle da corrente de saída e da corrente de modo diferencial garantindo a operação em modo de condução contínua com número reduzido de componentes. Os modos de operação e as respectivas estratégias de modulação são apresentados. Além disso, o efeito da diferença das tensões de polo máximas sobre o desempenho dos conversores e na escolha do indutor acoplado foi analisado. Para avaliar o desempenho destas topologias, foram realizadas simulações com os modelos completos das chaves e dos diodos usando o software PSIM fixando a potência de saída para todas as topologias em 1 kVA. Também, alguns resultados experimentais em malha aberta são apresentados para validar os modelos desenvolvidos.

**Palavras chaves:** Inversores multinível, indutores acoplados, componentes de modo comum e diferencial, modulação de largura de pulso.



# Abstract

This paper examines six asymmetric hybrid topologies with magnetic coupling. The term “asymmetric hybrid topology” refers to any topology that combines the principles of classical topologies with two isolated voltage sources or more with different voltages. From these topologies, four have single-ended output connected to the midpoint of dc-link and the remaining has differential output employing another two-level arm. To simplify the analysis, a detailed electric and magnetic model of the coupled inductors was developed appealing to common- and differential-mode components. Subsequently, this model was inserted into the model of the converter for developing a control strategy for the output and the differential mode currents, ensuring the operation in continuous conduction mode with a reduced number of components. The modes of operation and the modulation strategies are presented. In addition, the difference of the maximum pole voltages was analyzed for determining its effect on the converter performance and the coupled inductor selection. To evaluate the performance of these topologies, simulations were performed with the complete models of switches and diodes using the PSIM software by setting the output power at 1 kVA for all topologies. Also, experimental open loop results are presented to validate the developed models.

**Keywords:** Multilevel inverter, coupled inductors, common and differential mode components, pulse-width modulation.

# Sumário

Agradecimentos .....	v
Resumo .....	vi
Abstract.....	vii
Sumário.....	viii
Lista de figuras .....	xii
Lista de tabelas .....	xix
Lista de símbolos .....	xx
Capítulo 1. Introdução geral .....	1
1.1. Introdução.....	1
1.2. Revisão bibliográfica.....	2
1.2.1. Inversor com grampeamento do neutro ( <i>NPC – Neutral Point Clamped</i> ).....	3
1.2.2. Inversor a capacitor flutuante ( <i>FC – Flying Capacitor</i> ).....	4
1.2.3. Inversores de ponte H em cascata ( <i>CHB – Cascaded H Bridge</i> ) .....	5
1.2.4. Topologias clássicas para maior número de níveis .....	6
1.2.5. Conversor Multinível Modular ( <i>MMC - Modular Multilevel Converter</i> ) .....	7
1.2.6. Topologias com indutores magneticamente acoplados .....	8
1.2.7. Inversores híbridos .....	11
1.2.7.1 Topologia de inversor multinível em cascata com número reduzido de componentes baseada em ponte H modificada .....	13
1.2.7.2 Topologia de inversor multinível cruzado com número reduzido de componentes.....	15
1.3. Objetivos do trabalho .....	17
1.4. Contribuições do trabalho.....	17
1.5. Organização do trabalho.....	20

---

Capítulo 2. Modelo de inversores com acoplamento magnético.....	22
2.1. Introdução.....	22
2.2. Modelagem dos indutores acoplados.....	22
2.2.1. Componentes de modo diferencial e modo comum .....	24
2.2.2. Análise das ondulações das correntes .....	26
2.2.3. Modelo magnético .....	27
2.3. Modelo de inversores com acoplamento magnético .....	31
2.4. Estratégia de modulação e efeito da componente cc .....	33
2.5. Estratégia de controle .....	34
2.6. Parâmetros do estudo de caso .....	36
2.7. Considerações finais.....	37
Capítulo 3. Inversores assimétricos acoplados magneticamente opostos e cruzados.....	39
3.1. Introdução.....	39
3.2. Inversor assimétrico acoplado magneticamente oposto de dois níveis e quatro níveis com saída única – O4NSU .....	39
3.2.1. Estratégia PWM .....	42
3.3. Análise da corrente de modo diferencial para topologias com tensões máximas de polo diferentes .....	44
3.4. Resultados de simulação.....	46
3.4.1. O4NSU com indutor acoplado de baixa indutância de magnetização .....	46
3.4.2. O4NSU com indutor acoplado de alta indutância de magnetização .....	48
3.5. Considerações finais.....	49
Capítulo 4. Inversores assimétricos acoplados magneticamente diretos.....	50
4.1. Introdução.....	50
4.2. Inversores assimétricos acoplados magneticamente diretos com saída única.....	50
4.2.1. Estratégia PWM do D4NSU.....	53
4.2.1. Resultados de simulação do D4NSU.....	55

4.2.2. Estratégia PWM convencional do D3NSU (PWM-C).....	57
4.2.1. Resultados de simulação e experimentais do D3NSU com modulação convencional.....	58
4.2.2. Estratégia PWM modificada do D3NSU (PWM-M) .....	61
4.2.1. Resultados de simulação do D3NSU com modulação modificada .....	62
4.3. Inversores assimétricos acoplados magneticamente diretos com saída diferencial ...	65
4.3.1. Estratégia PWM .....	68
4.3.1. Resultado da simulação do D4NSD .....	69
4.3.2. Resultados de simulação do D3NSD.....	71
4.4. Considerações finais.....	74
Capítulo 5. Análise comparativa .....	75
5.1. Introdução.....	75
5.2. Topologias de referência .....	75
5.3. Análise de esforços de tensão dos dispositivos semicondutores .....	76
5.4. Análise da WTHD da tensão da saída e da THD da corrente da saída .....	77
5.5. Análise de perdas.....	80
5.5.1. Influência das correntes nos enrolamentos nas perdas das topologias com conexão direta e saída única.....	84
5.6. Considerações finais.....	86
Capítulo 6. Conclusões gerais e trabalhos futuros.....	87
6.1. Conclusões gerais .....	87
6.2. Trabalhos futuros.....	88
Referências bibliográficas .....	90
Apêndice A. Projeto de indutores acoplados.....	96
A.1 Introdução.....	96
A.2 Revisão de conceitos da modelagem magnética.....	96

A.2.1 Leis eletromagnéticas .....	96
A.2.2 Modelo do circuito magnético .....	98
A.3 Metodologia de projeto de indutores acoplados .....	99
Apêndice B. Topologias inviáveis .....	101
B.1 Inversor assimétrico acoplado magneticamente cruzado de dois níveis e seis níveis com saída única – C6NSU .....	101
B.1.1 Estratégia PWM .....	105
B.1.2 Problemas na implementação .....	106

## Lista de figuras

Figura 1.1. Evolução nas últimas três décadas no mundo e no Brasil. a) Consumo de energia elétrica. b) Geração de energia elétrica por meios renováveis diferentes à hidroelétrica. Fonte: USEIA. [1].....	2
Figura 1.2. Inversor multinível monofásico genérico.....	3
Figura 1.3. Inversor com grampeamento do neutro. a) Três níveis. b) Cinco níveis. ....	3
Figura 1.4. Inversor a capacitor flutuante. a) Três níveis. b) Cinco níveis. ....	5
Figura 1.5. Inversor de ponte H em cascata monofásico de 5 níveis. ....	6
Figura 1.6. Topologias clássicas de três níveis em paralelo para atingir cinco níveis em forma diferencial. a) NPC. b) Capacitor flutuante. ....	7
Figura 1.7. Topologia de o conversor multinível modular. ....	8
Figura 1.8. Topologias acopladas magneticamente de três níveis baseada em ponte H. ....	9
Figura 1.9. Topologias acopladas magneticamente com redução de componentes de: a) Três níveis baseada em ponte H e chaves bidirecionais. b) Três níveis baseada em ponte H e chaves unidirecionais. ....	9
Figura 1.10. Topologias acopladas magneticamente com redução de componentes de: a) Cinco níveis baseada em dois inversores NPC paralelos. b) Cinco níveis baseada em dois inversores a capacitor flutuante paralelo. ....	10
Figura 1.11. Inversor multinível híbrido assimétrico empilhado verticalmente.....	12
Figura 1.12. Inversor multinível híbrido simétrico com duas células de três níveis paralelas conectadas usando transformadores de interfase apresentado em [35]. ....	12
Figura 1.13. Inversor multinível generalizado em cascata com número reduzido de componentes baseados na ponte H proposta em [36].....	13
Figura 1.14. Diagrama esquemático do inversor multinível em cascata com número reduzido de componentes baseada em ponte H modificada de sete níveis. (a) Arrumação baseada em [36]. (b) Arrumação convencional.....	14
Figura 1.15. Inversor multinível cruzado com número reduzido de componentes proposto em [37]. ....	15

Figura 1.16. Diagrama esquemático do inversor multinível cruzado com número reduzido de componentes de nove níveis. (a) Arrumação proposta em [37]. (b) Arrumação convencional. 16

Figura 1.17. Inversor assimétrico acoplado magneticamente com conexão oposta de dois níveis e quatro níveis com saída única – O4NSU. .... 18

Figura 1.18. Inversor assimétrico acoplado magneticamente com conexão direta de dois níveis e quatro níveis com saída única – D4NSU. .... 18

Figura 1.19. Inversor assimétrico acoplado magneticamente com conexão direta de dois níveis e três níveis com saída diferencial – D3NSU. .... 19

Figura 1.20. Inversor assimétrico acoplado magneticamente com conexão direta de dois níveis e quatro níveis com saída diferencial – D4NSD. .... 19

Figura 1.21. Inversor assimétrico acoplado magneticamente com conexão direta de dois níveis e três níveis com saída diferencial – D3NSD. .... 19

Figura 1.22. Inversor assimétrico acoplado magneticamente cruzado de três níveis e seis níveis com saída única – C6NSU. .... 20

Figura 2.1. Indutor acoplado. (a) Diagrama esquemático. (b) Modelo equivalente simétrico em função da indutância própria e mutua. .... 24

Figura 2.2. Indutor acoplado. (a) Modelo equivalente assimétrico em função da indutância de dispersão e de magnetização. (b) Modelo equivalente simétrico da indutância de dispersão e de magnetização. .... 24

Figura 2.4. Modelo magnético do indutor acoplado. (a) Núcleo toroidal. (b) Núcleo em forma E. (c) Modelo magnético equivalente detalhado. (d) Modelo magnético equivalente simplificado considerando uma estrutura simétrica. (e) Curva BH com região de operação. . 30

Figura 2.5. Circuito equivalente detalhado dos inversores assimétricos com saída única. .... 31

Figura 2.6. Esquema de modulação do braço  $a_2$  para o D4NSU. Eixo 1: Referência e portadoras normalizadas. Eixo 2: Tensão de polo,  $v_{a20}$ . .... 34

Figura 2.7. Estratégia de controle do IAOA2N4NSU. .... 35

Figura 3.1. Inversor assimétrico acoplado magneticamente oposto de dois níveis e quatro níveis com saída única – O4NSU. (a) Diagrama esquemático. (b) Circuito equivalente simplificado. .... 40

Figura 3.2. Estados de chaveamento do O4NSU. .... 41

Figura 3.3. Tensões de bloqueio da topologia O4NSU. (a) Diodos. (b) Chaves. .... 42

Figura 3.4. Formas de onda da modulação do O4NSU com $v_{a0} \geq 0$ . Da cima para baixo: referências de tensão e portadoras normalizadas à tensão máxima de polo; tensões de polo; tensão de modo comum e modo diferencial. a) $0.5 \leq m_a \leq 1.0$ . b) $0 \leq m_a \leq 0.5$ .....	43
Figura 3.5. Formas de onda da modulação do O4NSU com $v_{a0} < 0$ . Da cima para baixo: referências de tensão e portadoras normalizadas à tensão máxima de polo; tensões de polo; tensão de modo comum e modo diferencial. a) $0 \leq m_a \leq 0.5$ . b) $0.5 \leq m_a \leq 1.0$ .....	44
Figura 3.6. Resposta no tempo da corrente de modo diferencial para diferentes indutâncias de magnetização com $R_w = 0.2\Omega$ para $v_{md} = 133\text{sen}(\omega_o t) + 6 [V]$ .....	45
Figura 3.7. Resultados de simulação em malha aberta da topologia O4NSU com indutor acoplado. Da cima para baixo. Eixo um: tensão de saída. Eixo dois: corrente de saída e nos braços. Eixo três: corrente de modo diferencial e nos braços. ....	47
Figura 3.8. Resultados de simulação em malha aberta da topologia O4NSU com indutor acoplado. Da cima para baixo. Eixo um: tensão de saída. Eixo dois: tensão de polo, $v_{a10}$ . Eixo três: tensão de polo, $v_{a20}$ .....	47
Figura 3.9. Resultados simulação em malha fechada da topologia O4NSU. Da cima para baixo. Eixo um: corrente de saída. Eixo dois: corrente de modo diferencial. Eixo três: tensão de saída. ....	48
Figura 3.10. Resultados de simulação em malha aberta da topologia O4NSU com indutor acoplado de alta indutância de magnetização. Da cima para baixo. Eixo um: tensão de saída. Eixo dois: corrente de saída e nos braços. Eixo três: corrente de modo diferencial e nos braços.....	49
Figura 4.1. Diagrama esquemático. (a) Inversor assimétrico acoplado magneticamente direto de dois níveis e quatro níveis com saída única – D4NSU. (b) Inversor assimétrico acoplado magneticamente direto de dois níveis e três níveis com saída única – D3NSU. (c) Circuito equivalente simplificado.....	51
Figura 4.2. Estados de chaveamento do D4NSU e D3NSU.....	52
Figura 4.3. Tensões de bloqueio da topologia D4NSU. (a) Diodos. (b) Chaves.....	53
Figura 4.4. Formas de onda da modulação do D4NSU com $v_{a0} \geq 0$ . Da cima para baixo: referências de tensão e portadoras normalizadas à tensão máxima de polo; tensões de polo; tensão de modo comum e modo diferencial. a) $1/3 \leq m_a \leq 1.0$ . b) $0 \leq m_a \leq 1/3$ .....	54



Figura 4.5. Formas de onda da modulação do D4NSU com $v_{a0} < 0$ . Da cima para baixo: referências de tensão e portadoras normalizadas à tensão máxima de polo; tensões de polo; tensão de modo comum e modo diferencial. a) $0 \leq m_a \leq 1/3$ . b) $1/3 \leq m_a \leq 1.0$ .....	54
Figura 4.6. Resultados de simulação em malha aberta da topologia D4NSU. Da cima para baixo. Eixo um: tensão de saída. Eixo dois: corrente de saída e nos braços. Eixo três: corrente de modo diferencial e nos braços. ....	55
Figura 4.7. Resultados de simulação em malha aberta da topologia D4NSU. Da cima para baixo. Eixo um: tensão de saída. Eixo dois: tensão de polo, $v_{a10}$ . Eixo três: tensão de polo, $v_{a20}$ .....	56
Figura 4.8. Resultados simulação em malha fechada da topologia D4NSU. Da cima para baixo. Eixo um: correntes nos braços do indutor acoplado e corrente de saída. Eixo dois: corrente de modo diferencial. Eixo três: tensão de saída. ....	56
Figura 4.9. (a) Modulador PWM do D3NSU. Formas de onda da estratégia de modulação convencional do D3NSU com $0 \leq m_a \leq 0.5$ . Da cima para baixo: referências de tensão e portadoras normalizadas à tensão máxima de polo; tensões de polo; tensão de modo comum e modo diferencial. b) $v_{a0} > 0$ . c) $v_{a0} < 0$ . ....	57
Figura 4.10. Resultados de simulação em malha aberta da topologia D3NSU com PWM-C. Da cima para baixo. Eixo um: tensão de saída. Eixo dois: corrente de saída e nos braços. Eixo três: corrente de modo diferencial e nos braços. ....	59
Figura 4.11. Resultados de simulação em malha aberta da topologia D3NSU com PWM-C. Da cima para baixo. Eixo um: tensão de saída. Eixo dois: tensão de polo, $v_{a10}$ . Eixo três: tensão de polo, $v_{a20}$ .....	59
Figura 4.12. Resultados de simulação em malha aberta da topologia D3NSU com PWM-C. (a) Curva de carga do capacitor flutuante. (b) Tensão de saída para $0 \leq t \leq 0.05$ . (c) Tensão de saída para $4.45 \leq t \leq 4.5$ .....	60
Figura 4.13. Resultados simulação em malha fechada da topologia D3NSU com PWM-C. Da cima para baixo. Eixo um: correntes nos braços do indutor acoplado e corrente de saída. Eixo dois: corrente de modo diferencial. Eixo três: tensão de saída.....	60
Figura 4.14. Resultados experimentais em malha aberta da topologia D3NSU com PWM-C. Da cima para baixo: tensão de saída, tensão de polo $v_{a20}$ , e corrente de saída. ....	61

Figura 4.16. Resultados de simulação em malha aberta da topologia D3NSU com PWM-M. Da cima para baixo. Eixo um: tensão de saída. Eixo dois: corrente de saída e nos braços. Eixo três: corrente de modo diferencial e nos braços. ....	63
Figura 4.17. Resultados de simulação em malha aberta da topologia D3NSU com PWM-M. Da cima para baixo. Eixo um: tensão de saída. Eixo dois: tensão de polo, $v_{a10}$ . Eixo três: tensão de polo, $v_{a20}$ . ....	63
Figura 4.18. Resultados de simulação em malha aberta da topologia D3NSU com PWM-M. (a) Curva de carga do capacitor flutuante. (b) Tensão de saída para $0 \leq t \leq 0.05$ . (c) Tensão de saída para $4.45 \leq t \leq 4.5$ . ....	64
Figura 4.19. Resultados simulação em malha fechada da topologia D3NSU com PWM-M. Da cima para baixo. Eixo um: correntes nos braços do indutor acoplado e corrente de saída. Eixo dois: corrente de modo diferencial. Eixo três: tensão de saída. ....	64
Figura 4.20. Diagrama esquemático. (a) Inversor assimétrico acoplado magneticamente direto de dois níveis e quatro níveis com saída diferencial – D4NSD. (b) Inversor assimétrico acoplado magneticamente direto de dois níveis e três níveis com saída diferencial – D3NSD. (c) Circuito equivalente simplificado. ....	65
Figura 4.21. Modos de operação para o D4NSD. ....	68
Figura 4.22. Resultados de simulação em malha aberta da topologia D4NSD. Da cima para baixo. Eixo um: tensão de saída. Eixo dois: corrente de saída e nos braços. Eixo três: corrente de modo diferencial e nos braços. ....	70
Figura 4.23. Resultados de simulação em malha aberta da topologia D4NSD. Da cima para baixo. Eixo um: tensão de saída. Eixo dois: tensão de polo, $v_{a0}$ . Eixo três: tensão de polo, $v_{b0}$ . ....	70
Figura 4.24. Resultados simulação em malha fechada da topologia D3NSD. Da cima para baixo. Eixo um: correntes nos braços do indutor acoplado e corrente de saída. Eixo dois: corrente de modo diferencial. Eixo três: tensão de saída. ....	71
Figura 4.25. Resultados de simulação em malha aberta da topologia D3NSD. Da cima para baixo. Eixo um: tensão de saída. Eixo dois: corrente de saída e nos braços. Eixo três: corrente de modo diferencial e nos braços. ....	72
Figura 4.26. Resultados de simulação em malha aberta da topologia D3NS. Da cima para baixo. Eixo um: tensão de saída. Eixo dois: tensão de polo, $v_{a0}$ . Eixo três: tensão de polo, $v_{b0}$ . ....	72

Figura 4.27. Resultados de simulação em malha aberta da topologia D3NSD. (a) Curva de carga do capacitor flutuante. (b) Tensão de saída para $0 \leq t \leq 0.05$ . (c) Tensão de saída para $995 \leq t \leq 10$ . .....	73
Figura 4.28. Resultados simulação em malha fechada da topologia D3NSD. Da cima para baixo. Eixo um: correntes nos braços do indutor acoplado e corrente de saída. Eixo dois: corrente de modo diferencial. Eixo três: tensão de saída. Eixo quatro: tensão no capacitor flutuante.....	73
Figura 5.1. Topologias originais para comparação. (a) IAO. (c) ISA3N. ....	75
Figura 5.2. Comparação de desempenho da WTHD da tensão de saída e THD da corrente de saída em função do índice de modulação para as topologias: IAO, O4NSU com indutor acoplador, e O4NSU com autotransformador. ....	79
Figura 5.3. Comparação de desempenho da WTHD da tensão de saída e THD da corrente de saída em função do índice de modulação para as topologias: ISA3N, D4NSU, D3NSU com modulação convencional, D3NSU com modulação modificada, D4NSD, e D3NSD. ....	79
Figura 5.4. Perdas discriminadas para a topologia O4NSU com indutor acoplado. ....	82
Figura 5.5. Perdas totais das topologias originais e propostas. ....	82
Figura 5.6. Perdas discriminadas das topologias com conexão direta e ISA3N. ....	83
Figura 5.7. Comparação de desempenho da THD da corrente nos braços para topologias com conexão direta e a topologia ISA3N. (a) Braço a1. (b) Braço a2.....	84
Figura 5.8. Comparação dos espectros de frequência das correntes nos braços e na saída para a topologia D3NSU. (a) Modulação convencional. (b) Modulação modificada.....	85
Figura A.1. Leis eletromagnéticas. (a) Lei de Faraday. (b) Lei de Ampere. (c) Lei de Gauss. ....	98
Figura A.2. Circuito magnético equivalente do núcleo de três braços e único enrolamento no braço exterior.....	98
Figura A.3. Fluxograma do projeto de indutores. ....	99
Figura B.1. Inversor assimétrico cruzado com acoplamento magnético de três dois e seis níveis com saída única – C6NSU. (a) Diagrama esquemático. (b) Circuito equivalente simplificado. ....	101
Figura B.2. Estados de chaveamento do C6NSU para os modos P.....	103
Figura B.3. Estados de chaveamento do C6NSU para os modos O.....	103
Figura B.4. Estados de chaveamento do C6NSU para os modos N.....	104

Figura B.5. Tensões de bloqueio da topologia C6NSU para o pior caso de (a)  $S_{a22}$  e  $S_{a23}$ , e (b)  $S_{a24}$  e  $S_{a25}$  ..... 105

Figura B.6. Formas de onda da modulação do C6NSU com  $v_{a0} \geq 0$ . Da cima para baixo: referências de tensão e portadoras normalizadas à tensão máxima de polo; tensões de polo; e tensão de modo comum e modo diferencial. a)  $0.6 \leq m_a \leq 1.0$ . b)  $0.2 \leq m_a \leq 0.6$ . c)  $0 \leq m_a \leq 0.2$ . 107

Figura B.7. Resultados de simulação em malha aberta da topologia C6NSU com indutor acoplado. Da cima para baixo. (a) Tensão de polo. (b) Corrente da fonte  $V_1$ . (b) Corrente da fonte  $V_2$  ..... 107

## Lista de tabelas

Tabela 1.1. Comparação das quantidades de componentes para inversores de três, cinco e sete níveis com grampeamento de neutro, capacitores flutuantes e ponte H em cascata simétrica..	6
Tabela 1.2. Estados de chaveamento do inversor multinível em cascata com número reduzido de componentes baseada em ponte H modificada de sete níveis. ....	15
Tabela 2.1. Parâmetros de simulação e experimentais. ....	37
Tabela 3.1. Modos de operação para o O4NSU. ....	40
Tabela 4.1. Modos de operação para o D4NSU e D3NSU.....	52
Tabela 4.2. Modos de operação para o D4NSD. ....	66
Tabela 5.1. Tensões das fontes e dos capacitores em p.u.....	76
Tabela 5.2. Esforços de tensão nas chaves em p.u. ....	77
Tabela 5.3. Frequências para igualar $WTHD = 0.535$ com $m_a = 0.9$ . ....	81
Tabela B.1. Modos de operação para o C6NSU.....	102

## Lista de símbolos

$e_g$	Tensão de corrente alternada da fonte monofásica da carga
$E_g$	Amplitude da fonte monofásica da carga
$I_a^*$	Amplitude da corrente de referência da saída
$i_a^*$	Corrente de referência da saída
$i_a$	Corrente da saída
$i_{ax}$	Corrente no enrolamento $x$
$i_{mc}$	Corrente de modo comum
$i_{md}^*$	Corrente de referência de modo diferencial
$i_{md}$	Corrente de modo diferencial
$k$	Fator de acoplamento
$k_c$	Fator geométrico do núcleo magnético acoplamento
$k_{m0}$	Fator de ajuste do núcleo magnético acoplamento da componente $cc$ do índice de modulação para o braço $a_2$
$K_\Delta$	Fator de margem de operação no modo de condução contínua
$L_{ax}$	Indutância própria do enrolamento $x$
$L_g$	Indutância da carga
$L_{kax}$	Indutância de dispersão do enrolamento $x$
$L_k$	Indutância de dispersão
$L_m$	Indutância de magnetização

$L'_m$	Indutância de magnetização equivalente ( $L'_m = 4L_m$ )
$m_a$	Índice de modulação
$m_o$	Componente <i>cc</i> do índice de modulação
$M$	Indutância mútua entre os enrolamentos $L_{ax}$
$N_{ax}$	Número de espiras do enrolamento $x$
$R_g$	Resistor da carga
$R_{mc}$	Controlador da corrente de modo comum
$R_{md}$	Controlador da corrente de modo diferencial
$R_w$	Resistor do enrolamento
$v_{a0}$	Tensão de polo do braço (Ponto intermediário do indutor acoplado)
$v_a$	Tensão de saída nos conversores de saída única
$v_{ab}$	Tensão de saída nos conversores de saída diferencial
$v_{ax}$	Tensão no enrolamento $x$
$v_{ax0}$	Tensão de polo no enrolamento $x$
$v_{b0}$	Tensão de polo do braço $b$
$v_{mc}$	Tensão de modo comum
$v_{md}$	Tensão de modo diferencial
$V_{DCax}$	Tensão máxima no polo do braço $x$
$\omega_o$	Frequência de saída
$x$	Número do enrolamento ou braço

# Capítulo 1. Introdução geral

---

## 1.1. Introdução

A demanda de energia elétrica nas últimas três décadas tem sofrido uma alta com uma taxa média de crescimento anual de 3,14% no mundo e de 4,50% no Brasil como se mostra na Figura 1.1(a). Portanto, isto impõe um grande desafio à indústria elétrica toda, a qual precisa responder de forma eficaz e inteligente a esta situação, pelo que optou por uma abordagem integral a partir de diferentes áreas. Assim, empreendeu-se a busca de novas fontes de energia diferentes do petróleo e do carvão, o que permitiu um crescimento na geração de energia elétrica a partir de fontes renováveis (diferente da hidroelétrica) de 11,28% no mundo e de 10,01% no Brasil nos últimos 30 anos [1], como observado na Figura 1.1(b).

O atual espalhamento das energias renováveis pelo mundo se explica principalmente pelo aprimoramento do rendimento deste tipo de sistema e pela adoção de economias de escala que permitem reduzir os seus custos de fabricação, instalação e manutenção. Além disto, os governos têm assumido uma postura firme sobre a diversificação das suas matrizes energéticas, chegando a fixar metas de até o 100 % de energias renováveis para 2050 como no caso da Dinamarca [2].

Ao mesmo tempo, a área de materiais se envolveu na síntese e produção de semicondutores compostos com energias de gap maiores e campos elétricos críticos chamados de semicondutores de banda larga (*WBS, wide band semiconductors*), destacando-se o carboneto de silício e o nitreto de gálio. Paralelamente, novos dispositivos com melhores características estáticas e dinâmicas foram desenvolvidos em silício e em semicondutores de banda larga, entre os quais se destacam: o IGBT, o IGCT, o MGT, o GTO e o ETO [3]. Isto propiciou o progresso dos conversores estáticos de potência para conectar mais eficientemente geradores convencionais e não convencionais com cargas de qualquer natureza e melhorar a



qualidade de energia mediante a injeção de harmônicas de tensão e corrente e a compensação de potência reativa [4].

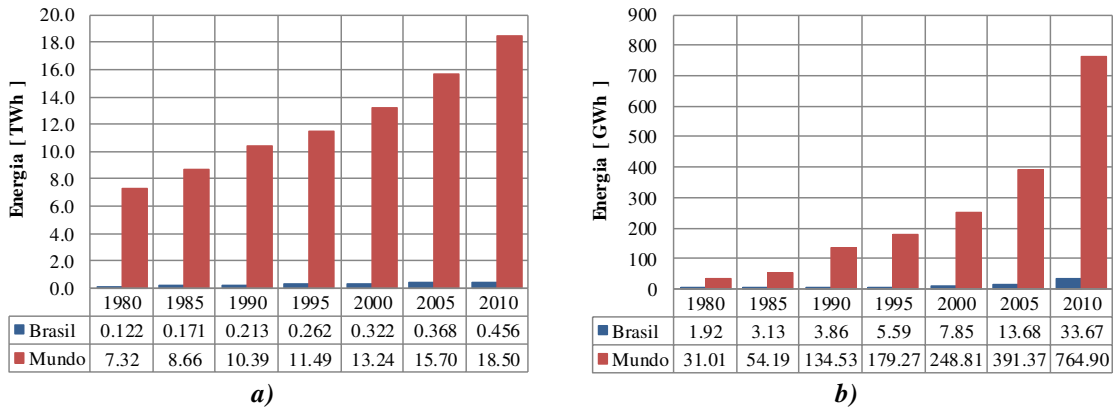


Figura 1.1. Evolução nas últimas três décadas no mundo e no Brasil. a) Consumo de energia elétrica. b) Geração de energia elétrica por meios renováveis diferentes à hidroelétrica. Fonte: USEIA. [1]

## 1.2. Revisão bibliográfica

O conceito de inversor multinível foi introduzido na década de 1980 [5]. Este tipo de conversor estático sintetiza um sinal sinusoidal com degraus na saída a partir de uma fonte de corrente contínua. Genericamente, os inversores multiníveis requerem da inclusão de capacitores para dividir a tensão do barramento (níveis), e de chaves e diodos para conectar cada uma destas tensões à carga como mostrado na Figura 1.2, assim transferindo energia da fonte para a carga.

As vantagens destes inversores, com respeito a suas contrapartes convencionais de dois níveis, radicam em que geram um sinal de saída com baixa distorção harmônica total (THD, *Total Harmonic Distorsion*), pouca interferência eletromagnética e baixas tensões de modo comum [6]. Além, de reduzir as tensões que suportam as chaves quando bloqueadas. Estas características tornaram-nos interessantes para aplicações de média e alta tensão, tais como acionamento de motores, sistemas de transmissão de corrente alternada flexível (FACTS, do inglês *Flexible AC Transmission Systems*) e propulsão de veículos [7]–[10].

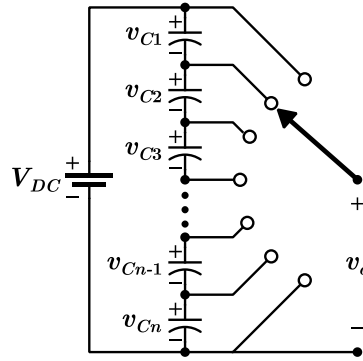


Figura 1.2. Inversor multinível monofásico genérico.

### 1.2.1. Inversor com grampeamento do neutro (NPC – Neutral Point Clamped)

Em 1981, Nabae *et al.* apresentaram o inversor de três níveis da Figura 1.3(a). Este conversor foi desenvolvido para melhorar o rendimento dos sistemas de acionamento de motores de alta eficiência usando uma técnica de modulação por largura de pulso (PWM, *Pulse Width Modulation*) para eliminar o quinto e o sétimo harmônico [5]. Na saída podem ser obtidos os seguintes níveis:  $+0,5 V$  ligando as chaves  $S_1$  e  $S_2$ ,  $0 V$ , usando as chaves  $S_2$  e  $S_3$  e os diodos  $D_1$  e  $D_2$ , e  $-0,5 V$  ligando as chaves  $S_3$  e  $S_4$ .

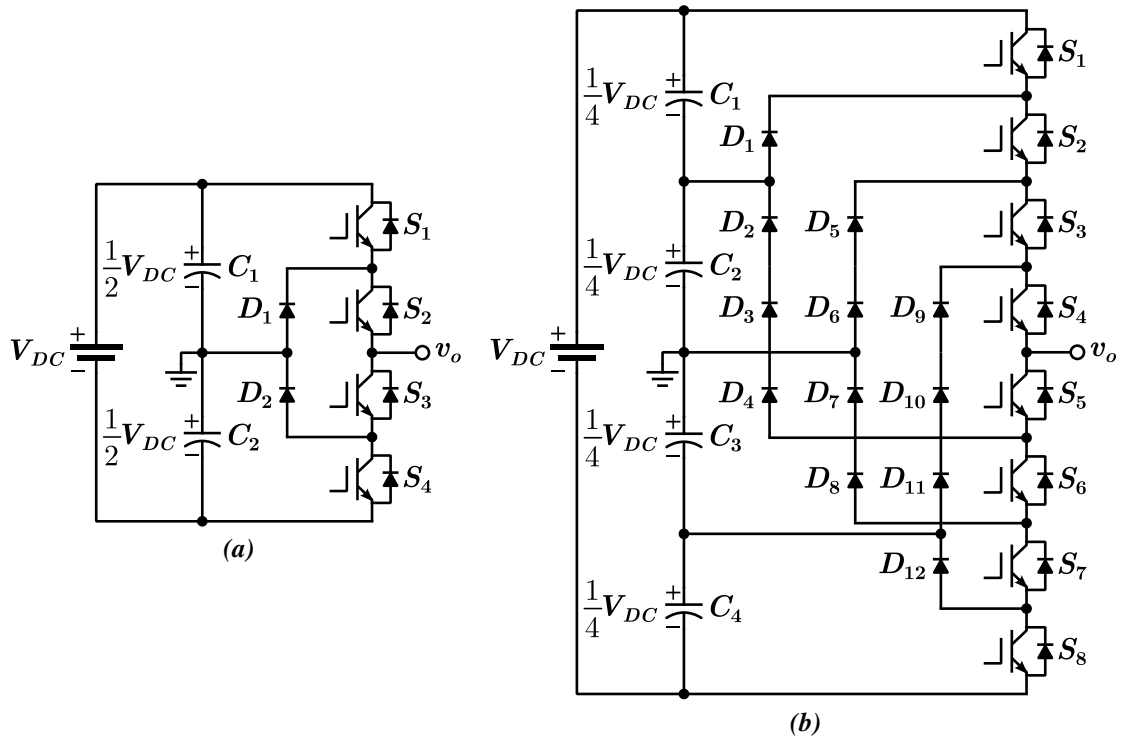


Figura 1.3. Inversor com grampeamento do neutro. a) Três níveis. b) Cinco níveis.

Esta topologia oferece a vantagem de ter uma repartição equilibrada das tensões de bloqueio das chaves. No entanto, o balanço das tensões dos capacitores do barramento torna-se mais complexo conforme aumenta o número de níveis como mostrado na Figura 1.3(b). Para resolver este problema têm sido propostas diferentes estratégias de modulação [11] ou circuitos auxiliares [12].

### 1.2.2. Inversor a capacitor flutuante (*FC – Flying Capacitor*)

Em 1992, Meynard e Foch introduziram uma topologia de inversor de três níveis com um conceito totalmente diferente ao NPC, o qual se fundamenta na ideia de ligar capacitores flutuantes carregados a uma fração da tensão do barramento para formar um maior número de níveis na saída [13]. As estruturas para três e cinco níveis são mostradas na Figura 1.3.

Garantindo que o capacitor flutuante seja mantido carregado com a metade da tensão do barramento, os níveis de tensão para a estrutura da Figura 1.3(b) são:  $+0,5 V$  disparando as chaves  $S_1$  e  $S_2$ ;  $0 V$ , usando as chaves  $S_1$  e  $S_3$  ou as chaves  $S_2$  e  $S_4$ ; e  $-0,5 V$  disparando as chaves  $S_3$  e  $S_4$ .

Do mesmo modo que a topologia NPC, esta topologia permite a repartição equilibrada das tensões de bloqueio das chaves. Outras das suas vantagens são a possibilidade de usar uma tensão de barramento não dividida para qualquer número de níveis, um menor conteúdo harmônico do que NPC, e a possibilidade de trabalhar como chopper [13]. Além disso, a tensão nos capacitores flutuantes pode ser balanceada para qualquer índice de modulação e fator de potência usando uma adequada técnica de modulação como descrito em [14]–[17]. No entanto, isto não se consegue para todos os casos com o inversor NPC.

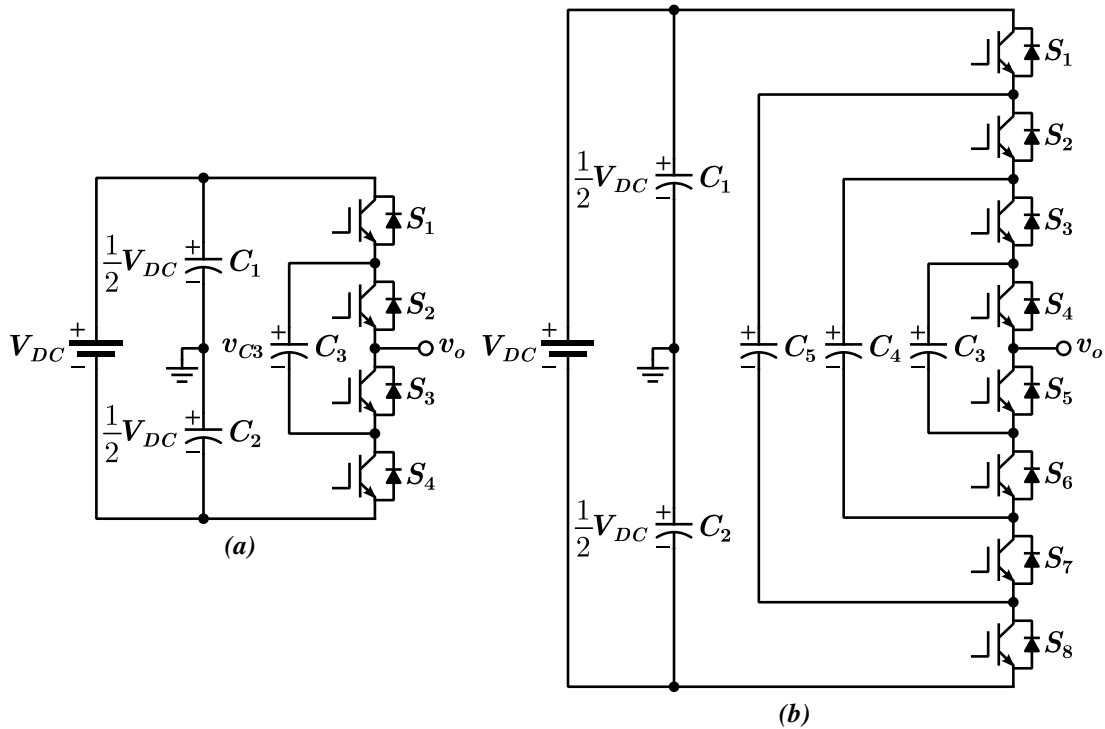


Figura 1.4. Inversor a capacitor flutuante. a) Três níveis. b) Cinco níveis.

### 1.2.3. Inversores de ponte H em cascata (CHB – Cascaded H Bridge)

A topologia em ponte H foi introduzida em [18] e está baseada na conexão em série de pontes H monofásicas de três níveis constituídas por quatro chaves e uma fonte isolada como mostrado na Figura 1.5, onde as duas fontes possuem a mesma tensão e  $v_o = v_{ab1} + v_{ab2}$ . A filosofia deste inversor consiste na conexão de módulos iguais em série, sendo possível aplicá-la para qualquer tipo de braço na ponte.

Esta topologia foi inicialmente concebida para acionamento de motores de média tensão e demonstrou oferecer uma melhora considerável na qualidade de energia e na injeção de harmônicos de corrente da rede, se considerado que as fontes isoladas são feitas usando retificadores trifásicos e/ou monofásicos conectados a um transformador. No entanto, esta mesma característica de usar fontes isoladas se torna uma de suas fraquezas, pois limita o desenvolvimento de sistemas com um número elevado de níveis devido ao peso e volume do transformador. Além disto, o CHB possui grandes perdas por condução especialmente nas aplicações alta potência e média tensão [19].

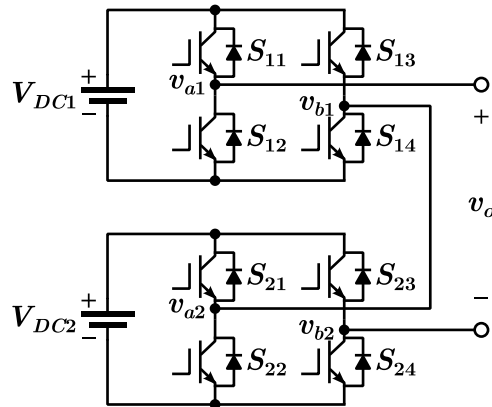


Figura 1.5. Inversor de ponte H em cascata monofásico de 5 níveis.

### 1.2.4. Topologias clássicas para maior número de níveis

O aumento da quantidade de níveis é uma tendência natural nestes inversores, pela melhora na qualidade do sinal de saída. Portanto, foram desenvolvidas estruturas com mais níveis do que as topologias apresentadas anteriormente, como mostrado na Figura 1.3(b) e Figura 1.4(b). No entanto, o aumento na quantidade de níveis implicou um consequente incremento no número de componentes (chaves, circuitos de disparo, diodos, capacitores e fontes isoladas), tornando algumas inviáveis pela sua própria complexidade. Este efeito não desejável motiva, em parte, o presente estudo, pois como visto depois os inversores propostos possuem melhor relação número de componentes por nível.

Na Tabela 1.1, comparam-se a quantidade de componentes para as topologias clássicas de três, cinco e sete níveis.

Dispositivo	NPC			FC			CBH		
	3L	5L	7L	3L	5L	7L	3L	5L	7L
Fontes isoladas	1	1	1	1	1	1	1	2	3
Chaves	4	8	12	4	8	12	4	8	12
Diodos	2	12	30	0	0	0	0	0	0
Capacitores de barramento	2	4	6	2	2	2	1	2	3
Capacitores interiores	0	0	0	1	3	5	0	0	0

Tabela 1.1. Comparação das quantidades de componentes para inversores de três, cinco e sete níveis com grameamento de neutro, capacitores flutuantes e ponte H em cascata simétrica.

Para conseguir um elevado número de níveis mantendo uma complexidade relativamente baixa, uma alternativa comum é a conexão em paralelo de estruturas com menor número de

níveis (princípio da ponte H). Um exemplo disto são as estruturas de três níveis conectadas em paralelo mostradas na Figura 1.6 [20]. De modo geral, estabeleceu-se que para as estruturas em paralelo o número total de níveis na saída é igual à soma dos níveis de cada braço menos um.

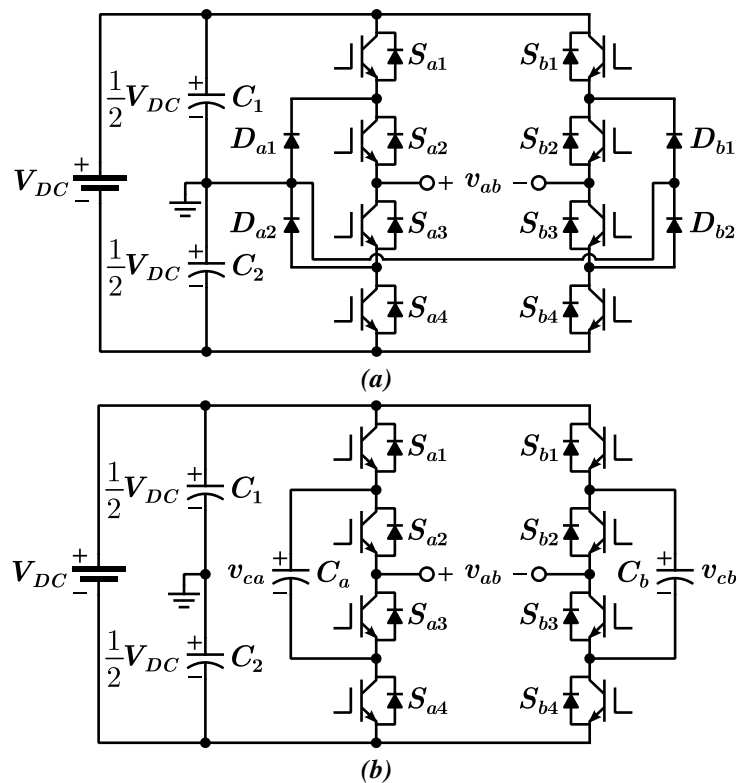


Figura 1.6. Topologias clássicas de três níveis em paralelo para atingir cinco níveis em forma diferencial. a) NPC. b) Capacitor flutuante.

### 1.2.5. Conversor Multinível Modular (MMC - *Modular Multilevel Converter*)

Em [21], foi introduzida uma nova topologia chamada de conversor multinível modular (MMC), a qual segue um princípio semelhante ao CHB [22]. Como mostrado na Figura 1.7, esta topologia baseia-se na conexão em cascata de  $n$  submódulos por braço (compostos de chaves e capacitores como indicado no círculo) e conectados opcionalmente em série com indutores de filtro na saída. Comparada com o CHB, esta topologia usa capacitores em vez de fontes isoladas, tornando-a muito mais flexível na maioria das aplicações, já que não precisa de transformadores complexos e volumosos. Também, em relação ao NPC e o FC observa-se

uma considerável simplicidade para aumentar o número de níveis, pois só é preciso ligar mais sub-módulos em série.

Esta topologia se destaca pela sua escalabilidade, expansibilidade, independência da tecnologia dos semicondutores usados, baixa THD, tolerância a falhas, e controle da dinâmica no lado *cc* e *ca*. Além disso, quando os capacitores dos sub-módulos mantêm a mesma tensão, se consegue uma repartição equilibrada das tensões de bloqueio em todas as chaves, sem importar o número de sub-módulos conectados em cada braço[23].

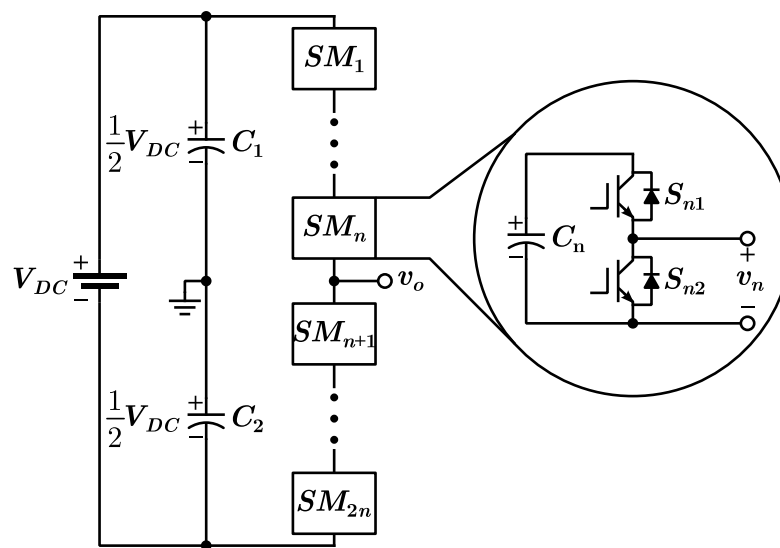


Figura 1.7. Topologia de o conversor multinível modular.

### 1.2.6. Topologias com indutores magneticamente acoplados

Em 1993, Matsui *et al.* introduziram uma topologia baseada na ponte H, mas acrescentando um indutor acoplado entre os dois braços como mostrado na Figura 1.8 [24]. A adição deste indutor melhorou a capacidade do inversor para fornecer correntes elevadas com baixo conteúdo harmônico. Em [25], este conceito foi generalizado para inversores de três níveis conectados em paralelo para o inversor NPC. Posteriormente, conseguiu-se adaptar este mesmo princípio para o capacitor flutuante de três níveis conectados em paralelo.

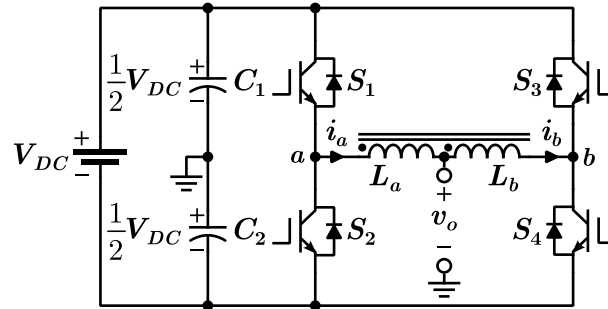


Figura 1.8. Topologias acopladas magneticamente de três níveis baseada em ponte H.

Em [26] e [27], apresentou-se a topologia ponte H com número reduzido de componentes mostrada na Figura 1.9(a) (conexão célula P e célula N) usando indutores acoplados. As principais vantagens desta estrutura são: uma melhor relação de chaves por nível de tensão, alta linearidade, tempo morto zero, melhor desempenho harmônico, proteção contra condições de curto circuito no barramento (do inglês, *shoot-through*) e a dobragem da frequência efetiva de chaveamento.

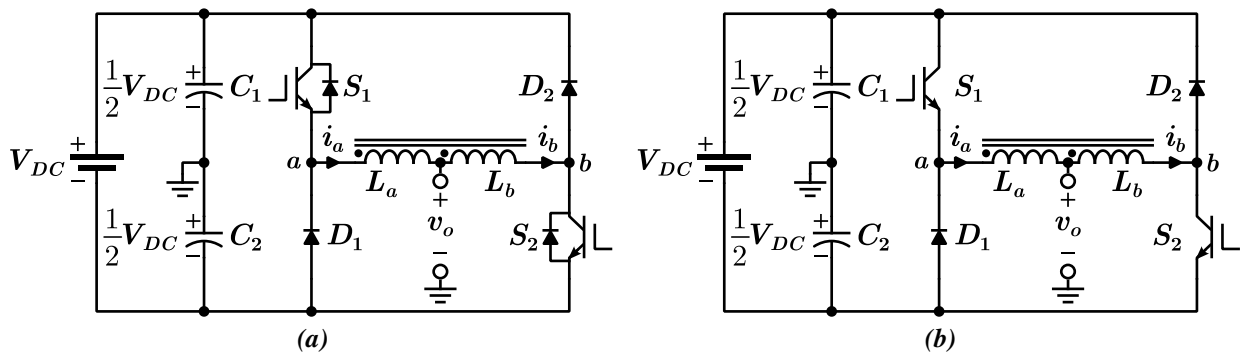
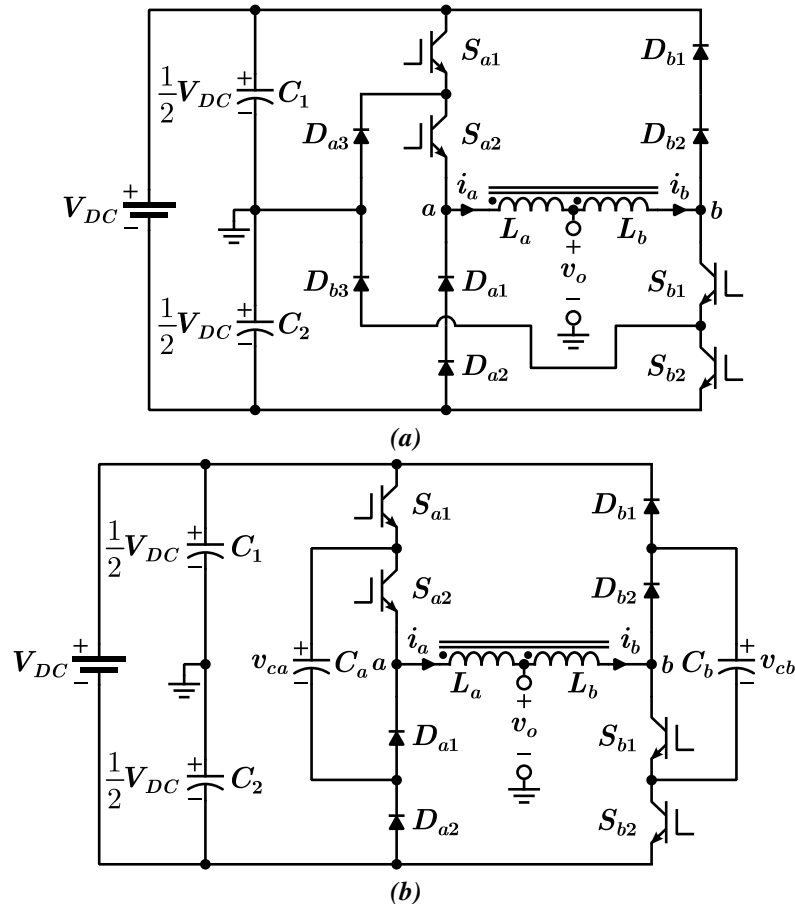


Figura 1.9. Topologias acopladas magneticamente com redução de componentes de: a) Três níveis baseada em ponte H e chaves bidirecionais. b) Três níveis baseada em ponte H e chaves unidirecionais.

Na sequência das topologias com acoplamento, foram propostas estruturas com chaves unidirecionais como a ponte H da Figura 1.9(b) e os inversores NPC e FC de cinco níveis em paralelo das Figura 1.10(a) e (b), respectivamente [28].





**Figura 1.10. Topologias acopladas magneticamente com redução de componentes de:** a) Cinco níveis baseada em dois inversores NPC paralelos. b) Cinco níveis baseada em dois inversores a capacitor flutuante paralelo.

No entanto, quando comparadas, estas topologias com as versões convencionais com saída diferencial demonstram ter duas grandes desvantagens: a primeira consiste em não aproveitar todo o barramento, já que a saída dos inversores acoplados varia entre  $V_{DC} / 2$  e  $-V_{DC} / 2$  enquanto os inversores de saída diferencial permitem variações entre  $V_{DC}$  e  $-V_{DC}$ ; a segunda fundamenta-se no fato de precisar um ponto intermediário no barramento para ligar a carga, aumentando os custos do inversor e requerendo de estratégias de modulação ou de controle em malha fechada para equilibrar as tensões desses capacitores. Portanto, a versão monofásica é pouco atrativa. Já, no caso da implementação trifásica destas estruturas, a situação muda, pois desvantagens antes referidas não aplicam e é possível empregar um só núcleo sempre que a modulação controle corretamente os fluxos magnéticos do núcleo como demonstrado em [29]–[31] usando uma modulação vetorial.

### 1.2.7. Inversores híbridos

O nome de conversor híbrido tem sido associado a diferentes tipos de conversor, já que não existe na literatura especializada uma definição inequívoca do termo. Por exemplo, em [32] utiliza-se este nome para indicar que são usados dispositivos diferentes como o IGCT e o IGBT em estruturas de ponte H com diferentes níveis de tensão nas fontes. Por outro lado, em [6] é usado para se referir aos inversores em cascata com bloco fundamental diferente à ponte H e acrescentando o adjetivo de assimétrico no caso que as fontes têm valor diferente. Nesta pesquisa, adotou-se o termo de topologia híbrida assimétrica para se referir a qualquer topologia que combine os princípios das topologias clássicas com duas fontes de tensão isoladas ou mais com tensões diferentes. A seguir, será realizada uma revisão de topologias híbridas assimétricas começando pela ponte H assimétrica.

Em [33], estudou-se de modo abrangente a influência das relações de tensão das fontes na quantidade de número de níveis gerados e determinou-se que a melhor relação entre fontes é igual a três, ou seja, cada fonte deve ser três vezes maior do que a fonte da ponte H anterior. Para comprovar isto, o autor comparou para três relações entre fontes  $r=\{1, 2, 3\}$  as expressões genéricas dos seguintes parâmetros: tensão máxima de saída, tensão da fonte maior, número de níveis e a relação tensão da fonte maior/tensão máxima de saída.

Em [34], desenvolveu-se a topologia assimétrica para aplicações de alta tensão mostrada na Figura 1.11, a qual gera uma saída de tensão de sete níveis com uma relação de tensão entre fontes de  $V_{DC1}=2V_{DC2}$ . No entanto, como qualquer topologia assimétrica possui a grande desvantagem de submeter às chaves a estresses de tensão não uniformes. Assim,  $S_5$ ,  $S_6$ ,  $S_7$  e  $S_8$  suportam uma tensão de bloqueio de até 1,5 vezes a tensão de  $S_1$  e  $S_2$ . A sua vez, estas últimas suportam o dobro de tensão do que  $S_3$  e  $S_4$ . A técnica de modulação PWM empregada neste conversor foi a de mudança de nível com disposição em fase (*LS-IPD, Level Shift In-Phase Disposition*).

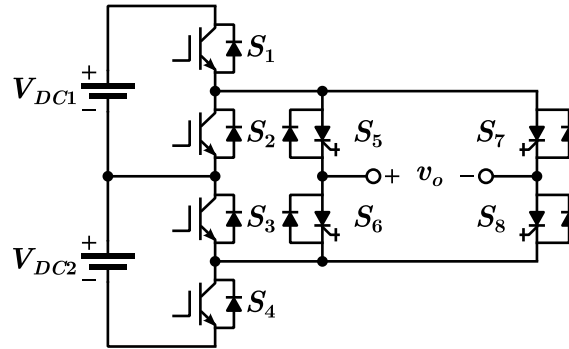


Figura 1.11. Inversor multinível híbrido assimétrico empilhado verticalmente.

Na constante evolução das topologias híbridas, foram testadas diferentes variações com o objetivo de melhorar o seu desempenho, sendo uma delas a introdução de indutores acoplados na saída. Um destes inversores foi desenvolvido usando uma configuração simétrica com acoplamento magnético, especificamente, com transformadores de interfase [35] (Figura 1.12), que permite obter uma saída com elevado número de níveis e baixo conteúdo harmônico. Além disso, o transformador contribui para a distribuição equilibrada de corrente entre os dispositivos semicondutores de cada célula. O número de níveis gerados na saída é determinado pela equação (1.1), onde  $N_L$  é a quantidade de células ligadas em paralelo.

$$n = 4N_L + 1 \tag{1.1}$$

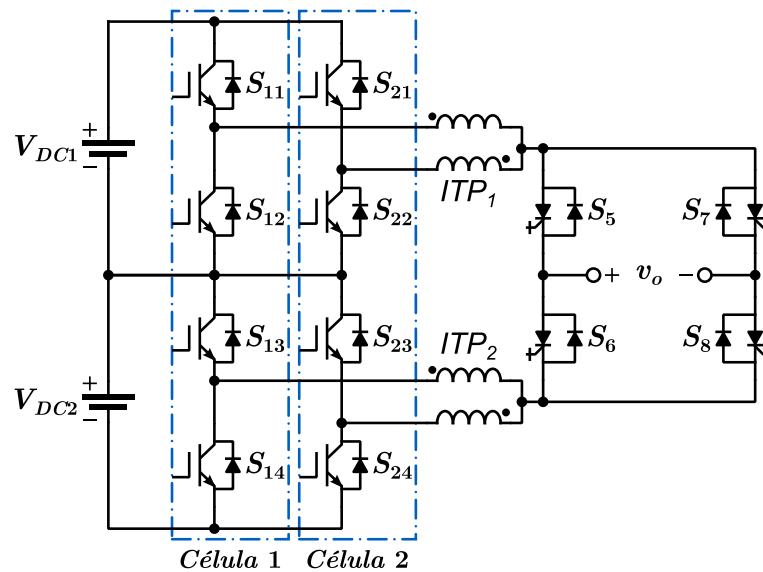


Figura 1.12. Inversor multinível híbrido simétrico com duas células de três níveis paralelas conectadas usando transformadores de interfase apresentado em [35].

### 1.2.7.1 Topologia de inversor multinível em cascata com número reduzido de componentes baseada em ponte H modificada

Em [36], propôs-se uma topologia generalizada de um inversor híbrido assimétrico como mostrado na Figura 1.13, a qual possui  $2S$  fontes independentes e  $4S+2$  chaves unidirecionais em tensão e alcança  $2^{2S+1}-1$  níveis de tensão na saída. No entanto, para obter o número máximo de níveis estabelecido pelo autor é necessário que garantir que  $V_{L(j+1)}=5V_{L(j)}$  e que  $V_{L(j)}=2V_{R(j)}$ , onde  $j$  é o número da fonte.

A comparação com outras dezesseis topologias demonstrou que essa topologia possui uma das melhores relações de níveis por chave e de níveis por número de fontes independentes. No entanto, ela tem a pior relação de número de tensões diferentes (fontes independentes) por nível de saída de todas as topologias contrastadas.

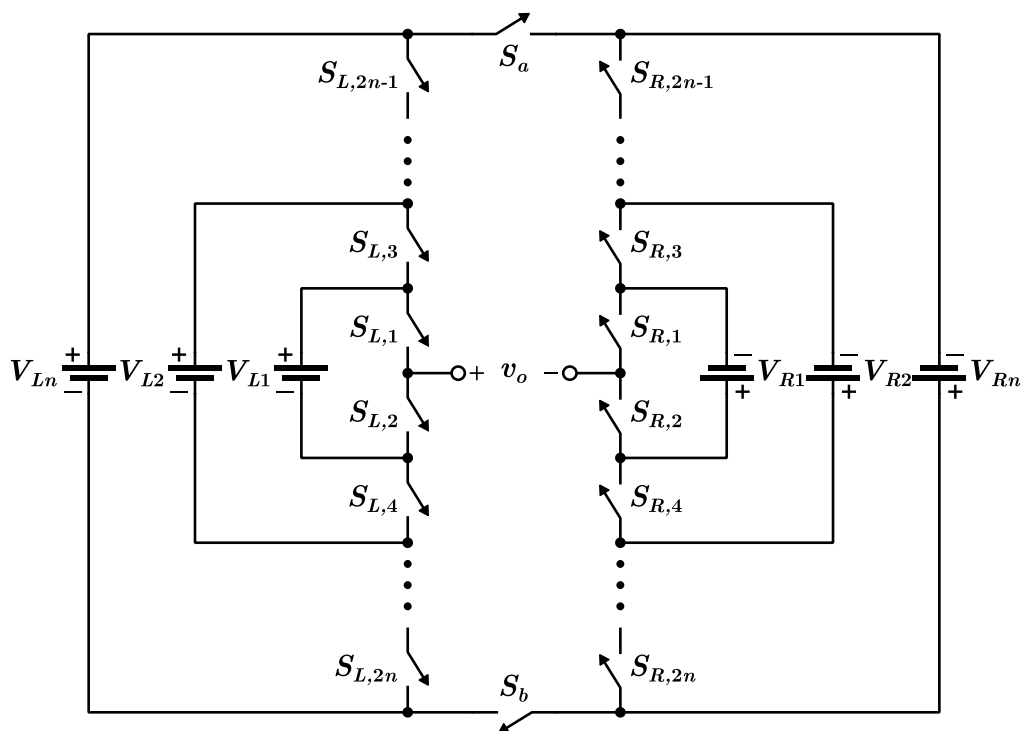


Figura 1.13. Inversor multinível generalizado em cascata com número reduzido de componentes baseados na ponte H proposta em [36].

A forma mais básica desta topologia é mostrada na Figura 1.14 que é composto por duas fontes de tensão independentes ( $V_{L1}$  e  $V_{R1}$ ) e seis chaves ( $S_{L1}$ ,  $S_{L2}$ ,  $S_a$ ,  $S_b$ ,  $S_{R1}$ ,  $S_{R2}$ ). Para evitar

curto circuito das fontes, as chaves trabalham de forma complementar. Assim,  $S_{L1} = \bar{S}_{L2}$ ,  $S_a = \bar{S}_b$  e  $S_{R1} = \bar{S}_{R2}$ .

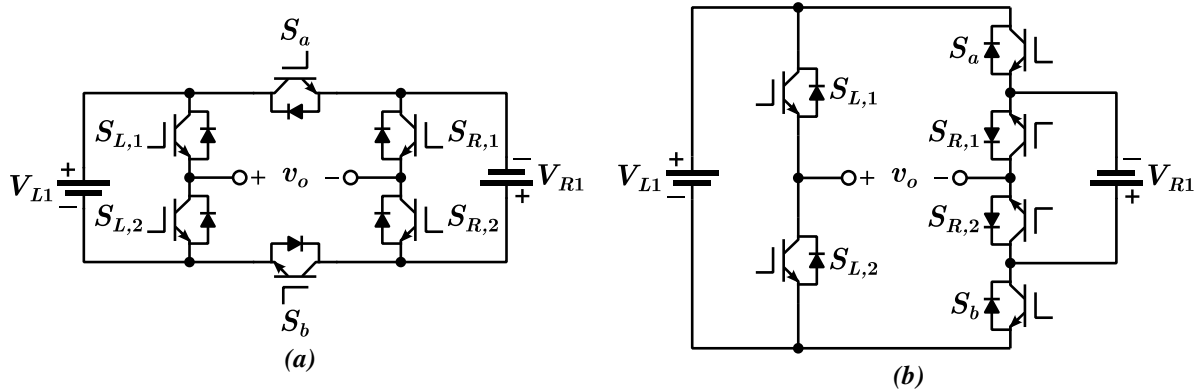


Figura 1.14. Diagrama esquemático do inversor multinível em cascata com número reduzido de componentes baseada em ponte H modificada de sete níveis. (a) Arrumação baseada em [36]. (b) Arrumação convencional.

Segundo [36], a topologia surgiu como uma variação da estrutura em ponte H agregando duas chaves ( $S_a$  e  $S_b$ ) pelo que foi factível ligar uma segunda fonte independente. Para obter um maior número de níveis na saída, a polaridade de  $V_{R1}$  é oposta à de  $V_{L1}$  e sua amplitude é a metade, conseguindo-se assim sete níveis na saída.

No entanto, existe outro raciocínio igualmente válido para gerar esta topologia, que consiste em analisar como conectar duas meias pontes com fontes diferentes. Assim, uma primeira aproximação seria a conexão em série, a qual não precisa de mais chaves, e conduz a uma estrutura semelhante à do MMC; a outra aproximação consiste na conexão em paralelo usando chaves para não ocasionar um curto circuito entre as duas fontes.

Além disso, outra abordagem é apresentada na Figura 1.14(b) e baseia-se em analisar dois braços: um de dois níveis e o outro de três níveis a capacitor flutuante, que gera cinco níveis na saída. Agora, quando substituído o capacitor por uma fonte de tensão com a polaridade correspondente, e invertidas as chaves  $S_{R1}$  e  $S_{R2}$ , obtém-se um braço de quatro níveis e uma saída de sete níveis. Os estados de condução são mostrados na Tabela 1.2.

$S_{LI}$	$S_a$	$S_{RI}$	$v_o$
1	0	1	$V_{LI}+V_{RI}$
1	0	0	$V_{LI}$
0	0	1	$V_{RI}$
0	0	0	0
1	1	1	0
1	1	0	$-V_{RI}$
0	1	1	$-V_{LI}$
0	1	0	$-V_{LI}-V_{RI}$

Tabela 1.2. Estados de chaveamento do inversor multinível em cascata com número reduzido de componentes baseada em ponte H modificada de sete níveis.

Para controlar este inversor, o autor empregou o método de controle por comutação de frequência fundamental, no qual a referência sinusoidal é comparada com os níveis de tensão disponíveis na saída, onde o mais próximo é escolhido usando um circuito lógico digital. Desta maneira, o chaveamento é reduzido e, portanto, as perdas também são minimizadas.

### 1.2.7.2 Topologia de inversor multinível cruzado com número reduzido de componentes

Outra topologia genérica de inversor multinível híbrido assimétrico foi introduzida em [37], como mostrado na Figura 1.15. Esta topologia permite obter um número máximo de níveis na saída segundo (1.2), onde  $S$  é o número de fontes.

$$\max(n) = \left( \sum_{j=1}^s \frac{S!}{j!(S-j)!} 2^j \right) + 1 \tag{1.2}$$

Dependendo da relação de tensão entre as fontes a quantidade de níveis varia. Assim, para o caso de uma relação das fontes de  $V_{j+1}=1/2V_j$  é possível obter até  $2^{(s+1)}-1$  níveis, e já para uma relação entre fontes de  $V_{j+1}=1/3V_j$ , atingem-se até  $3^s$  níveis.

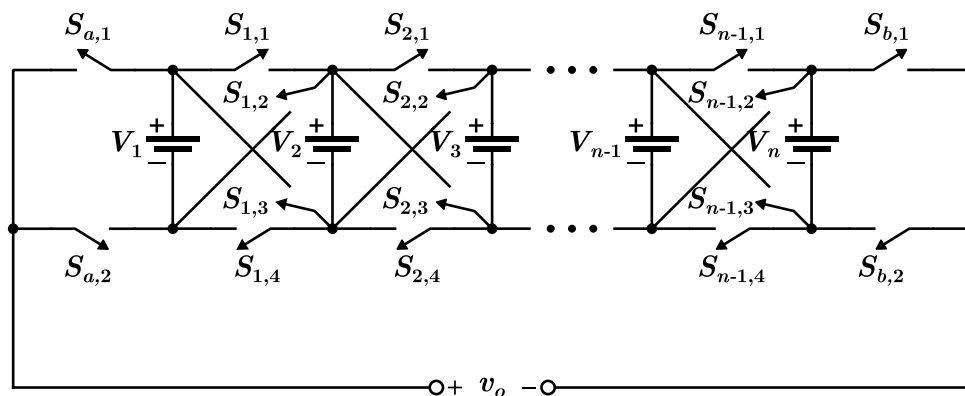


Figura 1.15. Inversor multinível cruzado com número reduzido de componentes proposto em [37].

A configuração básica desta topologia é mostrada na Figura 1.16, a qual está composta por: duas fontes de tensão independentes ( $V_1$  e  $V_2$ ) e oito chaves ( $S_{a1}$ ,  $S_{a2}$ ,  $S_{b1}$ ,  $S_{b2}$ ,  $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{13}$ ,  $S_{14}$ ). Para evitar um curto circuito das fontes, as chaves  $S_{a1} = \bar{S}_{a2}$  e  $S_{b1} = \bar{S}_{b2}$  trabalham de forma complementar, e as chaves  $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{13}$  e  $S_{14}$  só podem ser ligadas uma à vez.

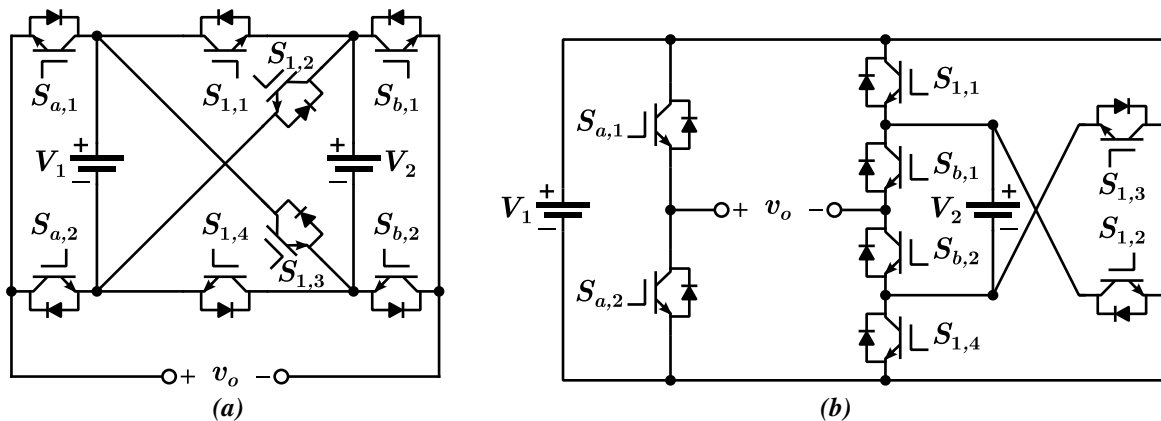


Figura 1.16. Diagrama esquemático do inversor multinível cruzado com número reduzido de componentes de nove níveis. (a) Arrumação proposta em [37]. (b) Arrumação convencional.

A principal vantagem desta topologia está no fato de permitir somar e subtrair cada uma das fontes da tensão na saída, o qual não é possível no conversor de [36], em que só estando disponível a soma das fontes. Além do mais, a relação de chaves por nível e fontes por nível é melhor do que a do inversor anterior.

Os resultados para uma relação das fontes igual a três usando uma técnica de baixa frequência, com oito portadoras de 100 Hz, validaram o correto funcionamento da topologia. No entanto, dadas as condições de operação do conversor é necessário controlar possíveis picos de corrente nas fontes.

Além disso, em [37] se discutiu a relevância dos estados redundantes nas configurações assimétricas para conseguir um balanço de carga nas fontes DC, pois não em todos os casos fornecem a mesma potência. Desta forma, ficou estabelecido que esta topologia não consegue um balanço de carga quando a relação entre as fontes é de dois ou três.

### 1.3. Objetivos do trabalho

O objetivo geral deste trabalho é avaliar o desempenho de seis topologias de inversores assimétricos com acoplamento (quatro com saída única e duas com saída diferencial), sendo uma delas baseada em [36], outra baseada em [37] e as restantes baseadas em [28]. Os parâmetros de comparação de ditas topologias foram: a taxa de distorção harmônica total – THD – da corrente de saída, a taxa de distorção harmônica total ponderada – WTHD (do inglês, *Weighted Total Harmonic Distortion*) – da tensão de saída, as perdas, e o estresse de tensão.

Como objetivos específicos, está o desenvolvimento de um modelo dinâmico e de uma estratégia de controle aplicável às topologias de saída única quanto de saída diferencial. Também, avaliar as estratégias de modulação PWM para cada uma das topologias de inversores assimétricos acoplados magneticamente propostas e seu impacto na qualidade da forma de onda da tensão de saída.

Além disso, estabeleceu-se projetar os indutores acoplados para a aplicação do princípio de redução no número de dispositivos semicondutores apresentado em [26]–[28], que implica a presença de uma componente *cc* na corrente de cada um dos indutores acoplados para substituir algumas chaves por diodos.

### 1.4. Contribuições do trabalho

A contribuição desta pesquisa foi o estudo de seis inversores assimétricos acoplados magneticamente, que empregam dois braços com número reduzido de componentes, sendo um deles de dois níveis ( $2N$ ) e o outro de  $y$  níveis ( $yN$ ) com Saída única ou diferencial. Para simplificar a forma de referê-las, adotou-se a seguinte nomenclatura  $xyNSz$ , onde:  $x$ , refere-se à forma da conexão da fonte inserida no braço  $a_2$  a qual pode ser oposta [36], cruzada [37] ou direta ( $x = O, C, D$ );  $yN$ , indica o número de níveis do braço  $a_2$  ( $y = 3, 4, \dots$ ) e  $z$  refere-se ao tipo de saída a qual pode ser única ou diferencial ( $z = U, D$ ). Assim, as topologias propostas foram:

- Inversor assimétrico acoplado magneticamente com conexão oposta de dois níveis e quatro níveis com saída única – O4NSU (Figura 1.17).



- Inversor assimétrico acoplado magneticamente com conexão direta de dois níveis e quatro níveis com saída única – D4NSU (Figura 1.18).
- Inversor assimétrico acoplado magneticamente com conexão direta de dois níveis e três níveis com saída única – D3NSU (Figura 1.19).
- Inversor assimétrico acoplado magneticamente com conexão direta de dois níveis e quatro níveis com saída diferencial – D4NSD (Figura 1.20).
- Inversor assimétrico acoplado magneticamente com conexão direta de dois níveis e três níveis com saída diferencial – D3NSD (Figura 1.21).

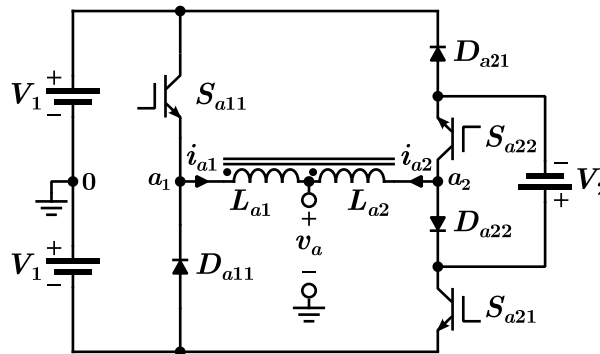


Figura 1.17. Inversor assimétrico acoplado magneticamente com conexão oposta de dois níveis e quatro níveis com saída única – O4NSU.

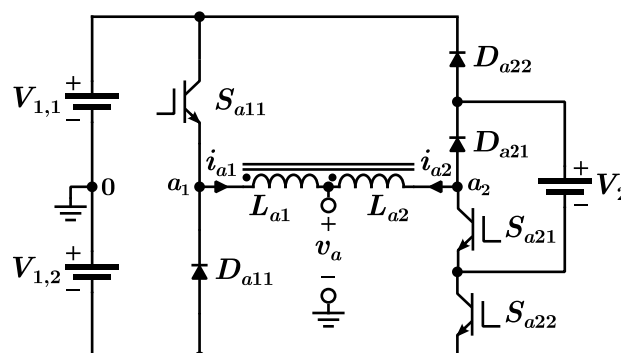


Figura 1.18. Inversor assimétrico acoplado magneticamente com conexão direta de dois níveis e quatro níveis com saída única – D4NSU.

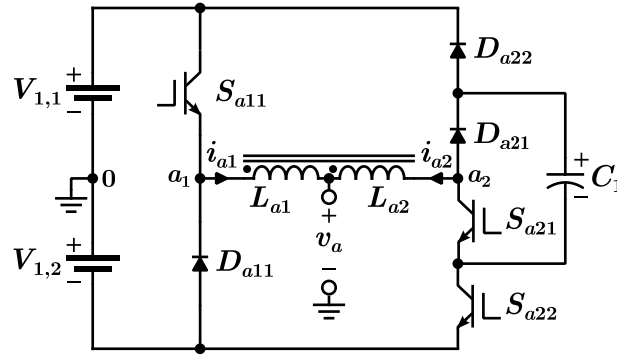


Figura 1.19. Inversor assimétrico acoplado magneticamente com conexão direta de dois níveis e três níveis com saída diferencial – D3NSU.

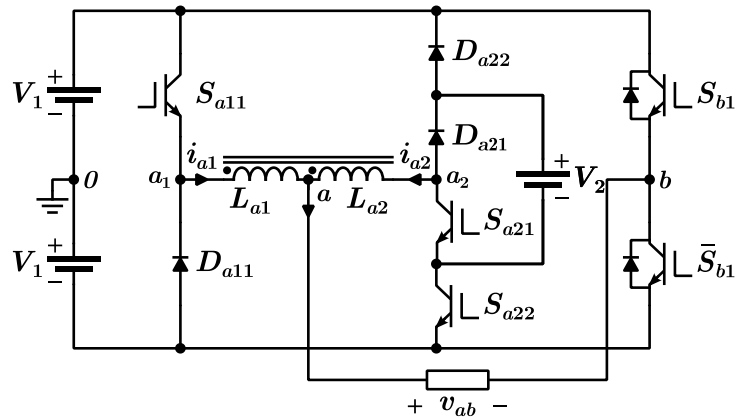


Figura 1.20. Inversor assimétrico acoplado magneticamente com conexão direta de dois níveis e quatro níveis com saída diferencial – D4NSD.

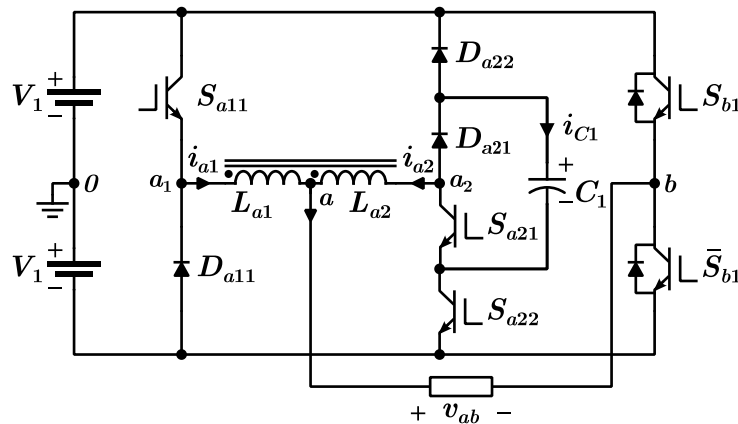
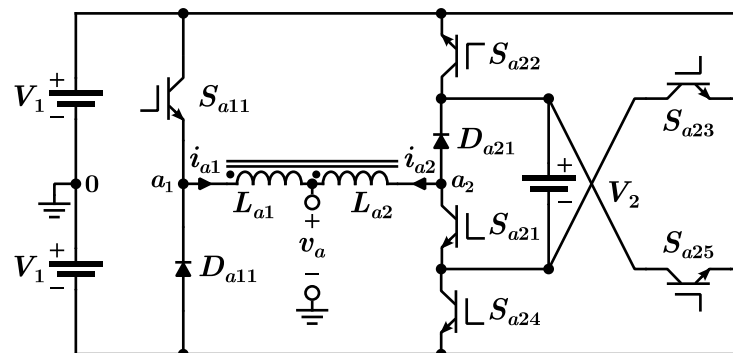


Figura 1.21. Inversor assimétrico acoplado magneticamente com conexão direta de dois níveis e três níveis com saída diferencial – D3NSD.

Para efeitos de comparação dos parâmetros de desempenho utilizaram-se as topologias originais [36] e [37]. Embora no caso dos inversores com saída diferencial, esta comparativa não resultou totalmente justa, pela diferença na quantidade de níveis disponíveis.

Além disso, o inversor assimétrico acoplado magneticamente com conexão cruzada de dois níveis e seis níveis com saída única – C6NSU – mostrado na Figura 1.22 foi avaliado mediante simulação e demonstrou-se que sua implementação não é viável como explicado no apêndice final.



*Figura 1.22. Inversor assimétrico acoplado magneticamente cruzado de três níveis e seis níveis com saída única – C6NSU.*

Analisando as topologias O4NSU, D4NSU e C6NSU, observa-se que a fonte inserida no braço  $a_2$  tem circulação de corrente nos dois sentidos, pelo que fornece e recebe energia, tornando estas topologias pouco praticas pela sua implementação mais complexa.

## 1.5. Organização do trabalho

O presente documento foi organizado em seis capítulos. Neste capítulo, apresentou-se uma revisão bibliográfica concisa de algumas das topologias de inversores de tensão multiníveis desenvolvidas nas últimas três décadas, dando uma ênfase nos inversores assimétricos pela sua melhor relação de níveis/chave do que as suas contrapartes simétricos. A partir de duas topologias encontradas na literatura [36], [37], propuseram-se seis novas topologias assimétricas com acoplamento magnético para diminuir a quantidade de dispositivos semicondutores.

No Capítulo 2, realizou-se uma modelagem pormenorizada dos indutores acoplados e da sua aplicação em inversores com saída referenciada ao ponto central do barramento e com saída diferencial. Além disto, uma estratégia de controle das correntes de saída e de modo diferencial foi discutida com o respectivo cálculo dos ganhos dos controladores.

No Capítulo 3, foi abordado o inversor assimétrico acoplado magneticamente oposto (O4NSU), ilustrando sua estratégia PWM. Além disso, foi discutido o efeito da tensão de modo diferencial na modulação quando as tensões máximas de polo são diferentes, que faz que as correntes nos braços sejam elevadas, tornando a implementação inviável para indutores de baixa indutância de magnetização. Resultados de simulação validaram o funcionamento e os problemas descritos.

No Capítulo 4, foram estudados os inversores assimétricos acoplados magneticamente diretos (D4NSU, D3NSU, D3NSD e D3NSD), os quais fornecem os benefícios de não ter picos de corrente nos braços e tensões de bloqueio inferiores à tensão do barramento. De maneira similar que ao capítulo anterior, os modos de operação e a estratégia PWM foram apresentados. Resultados de simulação e experimentais validaram o funcionamento desta topologia.

No Capítulo 5, foi contrastado o desempenho das topologias propostas em função dos parâmetros estabelecidos com os inversores originais sob condições de teste semelhantes.

No Capítulo 6, discutiram-se as conclusões sobre os estudos realizados dos inversores assimétricos e os trabalhos futuros que podem ser encaminhados usando este tipo de topologias.

No Apêndice A, mostra-se a teoria eletromagnética básica e sua aplicação no projeto dos indutores acoplados. Por último, no Apêndice B foram discutidos os problemas do inversor assimétrico acoplado magneticamente cruzado, o que o tornou inviável ainda para simulação com o modelo real da chave.

# Capítulo 2. Modelo de inversores com acoplamento magnético

---

## 2.1. Introdução

Neste capítulo, apresenta-se o modelo elétrico e magnético dos indutores acoplados, a partir destes modelos estabelecem-se as relações de modo diferencial e de modo comum para corrente e tensão. O efeito das indutâncias de dispersão e de magnetização sobre o rendimento dos inversores é discutido. Posteriormente, desenvolvem-se os modelos dos inversores com saída única e saída diferencial baseados no modelo dos indutores acoplados e propõem-se as respectivas estratégias de controle.

## 2.2. Modelagem dos indutores acoplados

Na Figura 2.1(a), mostram-se dois indutores inversamente acoplados com suas respectivas tensões e correntes. Aplicando a teoria dos circuitos pode-se escrever as suas relações de tensões em função das correntes nos enrolamentos da seguinte maneira

$$v_{a1} = L_{a1} \frac{di_{a1}}{dt} - M \frac{di_{a2}}{dt} \quad (2.1)$$

$$v_{a2} = -M \frac{di_{a1}}{dt} + L_{a2} \frac{di_{a2}}{dt} \quad (2.2)$$

onde,  $L_{a1}$  e  $L_{a2}$  são as indutâncias próprias de cada enrolamento e  $M$  é a indutância mútua entre eles. A partir das equações (2.1) e (2.2), pode-se deduzir o modelo da Figura 2.1(b) considerando a conexão dos terminais 2 e 4. Agora, combinando estas duas equações de forma que a corrente do enrolamento fique em função da sua própria tensão e da tensão do outro enrolamento, tem-se que

$$\frac{di_{a1}}{dt} = \frac{1}{L_{a1} \left(1 - \frac{M^2}{L_{a1}L_{a2}}\right)} \left( v_{a1} + \frac{M}{L_{a2}} v_{a2} \right) \quad (2.3)$$

$$\frac{di_{a2}}{dt} = \frac{1}{L_{a2} \left(1 - \frac{M^2}{L_{a1}L_{a2}}\right)} \left( \frac{M}{L_{a1}} v_{a1} + v_{a2} \right) \quad (2.4)$$

ou equivalentemente,

$$\frac{di_{a1}}{dt} = \frac{1}{L_{ka1} (1+k)} \left( v_{a1} + k \sqrt{\frac{L_{a1}}{L_{a2}}} v_{a2} \right) \quad (2.5)$$

$$\frac{di_{a2}}{dt} = \frac{1}{L_{ka2} (1+k)} \left( k \sqrt{\frac{L_{a2}}{L_{a1}}} v_{a1} + v_{a2} \right) \quad (2.6)$$

onde,  $k = M/\sqrt{L_{a1}L_{a2}} \leq 1$  é o coeficiente de acoplamento, e  $L_{ka1} = (1-k)L_{a1}$  e  $L_{ka2} = (1-k)L_{a2}$  são chamadas de indutâncias de dispersão. Assumindo  $L_{a1} = L_{a2} = L$ , ou seja, uma estrutura simétrica com igual número de espiras dos enrolamentos e núcleo com distribuição simétrica dos fluxos, as equações (2.5) e (2.6) se simplificam como mostrado em seguida:

$$\begin{aligned} \frac{di_{a1}}{dt} &= \frac{1}{L_k (1+k)} (v_{a1} + kv_{a2}) \\ &\stackrel{k \approx 1}{\approx} \frac{1}{2L_k} (v_{a1} + v_{a2}) \end{aligned} \quad (2.7)$$

$$\begin{aligned} \frac{di_{a2}}{dt} &= \frac{1}{L_k (1+k)} (kv_{a1} + v_{a2}) \\ &\stackrel{k \approx 1}{\approx} \frac{1}{2L_k} (v_{a1} + v_{a2}) \end{aligned} \quad (2.8)$$

onde,  $k = M/L \leq 1$  e  $L_k = (1-k)L$ . De (2.7) e (2.8), depreende-se que quando empregada uma técnica de modulação intercalada (do inglês, *interleaved*) as correntes dos enrolamentos apresentam uma ondulação do dobro da frequência de chaveamento. Também, adverte-se que para coeficientes de acoplamento altos,  $k \approx 1$ , as duas correntes tornam-se iguais.

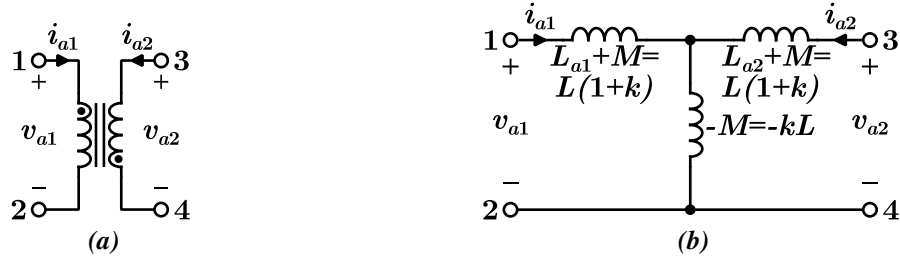


Figura 2.1. Indutor acoplado. (a) Diagrama esquemático. (b) Modelo equivalente simétrico em função da indutância própria e mutua.

O modelo equivalente do transformador da Figura 2.2(a) também pode ser adotado para analisar os indutores acoplados considerando-se a indutância de dispersão de cada enrolamento, uma indutância de magnetização ( $L_m$ ) e um transformador ideal com uma relação de voltagens de  $N:N$ . No entanto, este modelo é assimétrico pela posição da indutância de magnetização só em um dos enrolamentos. Ponderando que os indutores são simétricos e os terminais 2 e 4 estão conectados, a indutância de dispersão pode refletir-se ao outro enrolamento para obter uma versão simétrica do modelo. Enfim, uma indutância equivalente de dispersão é conseguida como mostrado na Figura 2.2(b), onde  $L'_m = 4L_m = 4kL$  e representa a indutância de magnetização equivalente [38]–[40].

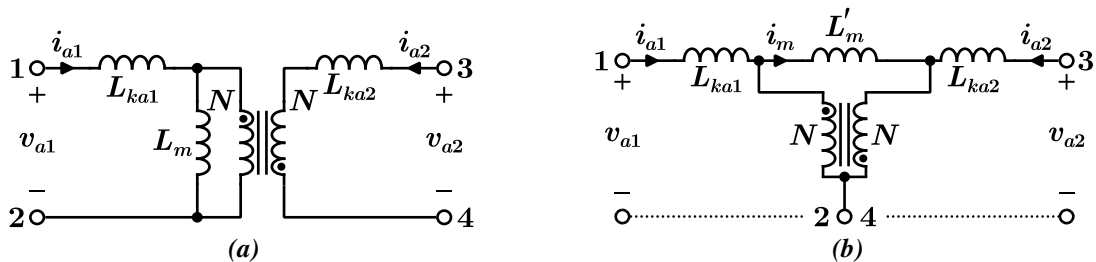


Figura 2.2. Indutor acoplado. (a) Modelo equivalente assimétrico em função da indutância de dispersão e de magnetização. (b) Modelo equivalente simétrico da indutância de dispersão e de magnetização.

### 2.2.1. Componentes de modo diferencial e modo comum

Para o desenvolvimento de conversores estáticos, uma abordagem vantajosa consiste em definir tanto as tensões quanto as correntes usando componentes de modo comum e de modo diferencial como mostrado nas equações (2.9)–(2.12) segundo as convenções de sinais das Figura 2.3(a) e Figura 2.3(b).

$$v_{mc} = \frac{v_{a10} + v_{a20}}{2} \quad e \quad v_{md} = \frac{v_{a10} - v_{a20}}{2} \quad (2.9)$$

$$i_{mc} = \frac{i_{a1} + i_{a2}}{2} = \frac{i_a}{2} \quad e \quad i_{md} = \frac{i_{a1} - i_{a2}}{2} \quad (2.10)$$

ou, equivalentemente,

$$v_{a10} = v_{mc} + v_{md} \quad e \quad v_{a20} = v_{mc} - v_{md} \quad (2.11)$$

$$i_{a1} = i_{mc} + i_{md} = \frac{i_a}{2} + i_{md} \quad e \quad i_{a2} = i_{mc} - i_{md} = \frac{i_a}{2} - i_{md} \quad (2.12)$$

Aplicando o princípio de superposição, dois circuitos independentes podem se definir como salientados na Figura 2.3(c) e na Figura 2.3(d) para a componente de modo comum e de modo diferencial, respectivamente.

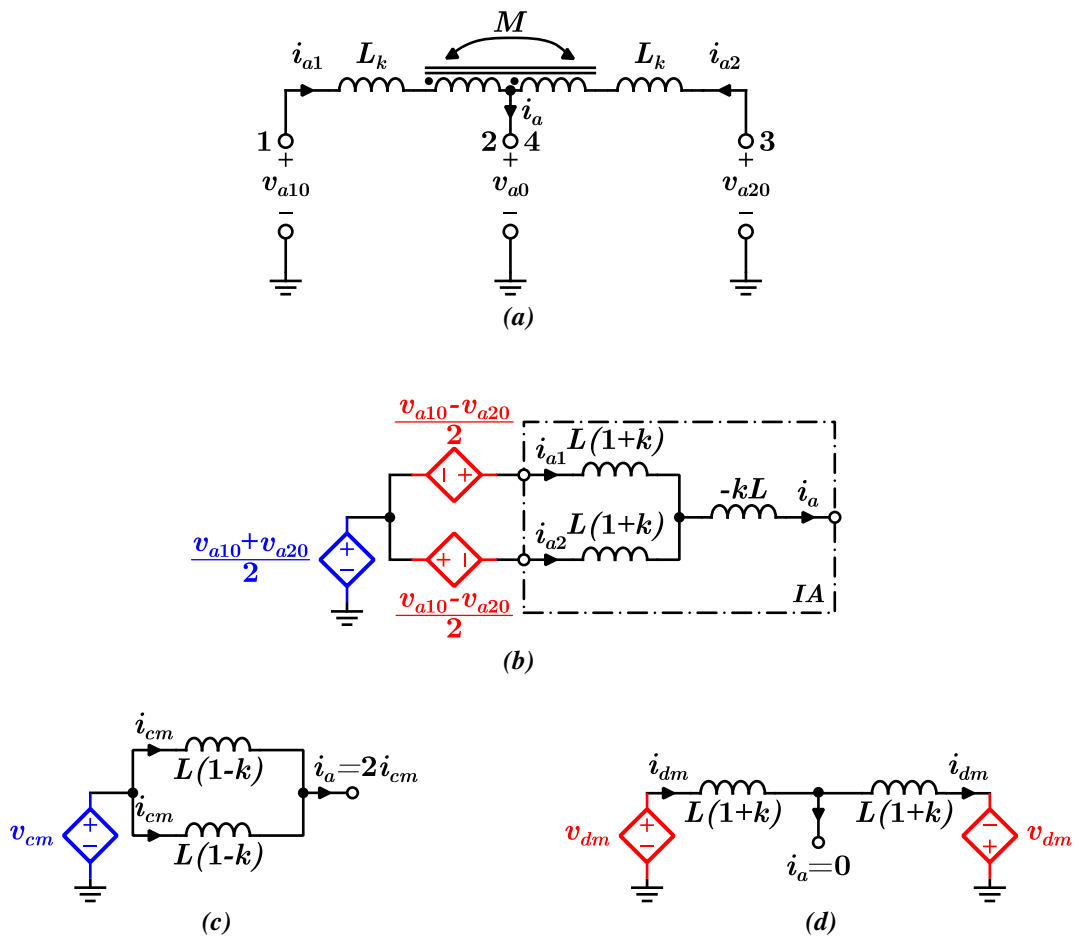


Figura 2.3. (a) Definição das tensões e correntes do indutor acoplado. (b) Circuito equivalente completo. (c) Circuito equivalente modo comum. (d) Circuito equivalente modo diferencial.



Da mesma maneira, podem-se estabelecer umas indutâncias efetivas de modo comum e de modo diferencial, que estão relacionadas diretamente com a indutância de magnetização e de dispersão. Para isto, comparam-se os circuitos da Figura 2.2(b) e Figura 2.3(b) e se enxerga às seguintes relações.

$$L_{mc} = L(1 - k) \parallel L(1 - k) = L_k \parallel L_k = \frac{L_k}{2} \quad (2.13)$$

$$L_{md} = 2L(1 + k) = 2L_k + 4kL = 2L_k + 4L_m = 2L_k + L'_m \quad (2.14)$$

Além da análise mesma desses circuitos, existe um raciocínio trás as expressões destas indutâncias que está relacionado com o sentido das correntes de modo comum e diferencial. Assim, para a corrente de modo comum as forças magnetomotrizes dos enrolamentos se opõem pelo que a indutância de modo comum é dada pelo paralelo das indutâncias de dispersão. Já no caso da corrente de modo diferencial que percorre entre  $v_{a10}$  e  $v_{a20}$ , as forças magnetomotrizes dos enrolamentos se somam pelo que a indutância de modo diferencial é dada pela soma das duas indutâncias próprias [28].

Portanto, observa-se que a corrente de modo comum é filtrada pela indutância de dispersão e a corrente de modo diferencial, que é igual à corrente de magnetização ( $i_m$ ), é filtrada pela indutância de magnetização. Para o caso de um fator de acoplamento alto,  $L_{mc} \approx 0$  permitindo concluir que a influencia dos indutores acoplados na corrente de modo comum (corrente de saída) é desprezível. De igual forma,  $L_{md} \approx L'_m$  fazendo com que a corrente de modo diferencial seja filtrada só pela a indutância de magnetização equivalente.

### 2.2.2. Análise das ondulações das correntes

Para o dimensionamento dos indutores acoplados, é necessário analisar as ondulações das correntes de saída e modo diferencial usando os circuitos equivalentes da Figura 2.3(c)-(d). Para equacionar estas ondulações, considera-se uma modulação intercalada que garante uma tensão de saída com os níveis igualmente espaçados, a saída sem filtro  $LC$ , e tensões de polo ( $v_{a10}$  e  $v_{a20}$ ) máxima de  $V_{DC}$  e mínima de  $-V_{DC}$ .

- Corrente de saída,  $i_a = 2i_{mc}$ : A ondulação desta corrente apresenta duas vezes a frequência de chaveamento das tensões dos braços e é gerada pela tensão de modo comum segundo a seguinte expressão,

$$\Delta i_{a,pp} = \frac{V_{DC} (m_a - hm_a^2)}{2L_{mc}f_c} = \frac{V_{DC} (m_a - hm_a^2)}{L_k f_c} \quad (2.15)$$

onde,  $h$  representa o fator de separação entre níveis dado por  $(n-1)/2$  com  $n$  sendo o número de níveis na tensão de saída  $v_{a0}$ , e  $m_a$  é o índice de modulação. Assim, a máxima ondulação da corrente de saída é alcançada quando  $m_a = 1/2h$  como mostrado a seguir.

$$\Delta i_{a,pp} \Big|_{m_a = \frac{1}{2h}} \leq \frac{V_{DC}}{L_{mc}f_c} \frac{1}{8h} = \frac{V_{DC}}{L_k f_c} \frac{1}{4h} \quad (2.16)$$

- Corrente de modo diferencial,  $i_{md}$ : A ondulação desta corrente apresenta a mesma frequência de chaveamento das tensões dos braços e surge do efeito da tensão de modo diferencial sobre a indutância total em série,  $2L_k + L'_m$ , como mostrado na Figura 2.2(b). Note-se que esta indutância total em série é igual a  $2L_{md}$  como analisado previamente. A expressão para calcular esta ondulação é a seguinte:

$$\Delta i_{md,pp} = \frac{m_a V_{DC}}{2L_{md}f_c} = \frac{m_a V_{DC}}{(2L_k + 4L_m) f_c} \quad (2.17)$$

O valor máximo desta ondulação é atingido quando  $m_a = 1$ , assim:

$$\Delta i_{md,pp} \Big|_{m_a=1} \leq \frac{V_{DC}}{2L_{md}f_c} = \frac{V_{DC}}{2(2L_k + 4L_m) f_c} \quad (2.18)$$

Desta maneira, estabelece-se que para diminuir a ondulação de corrente de modo diferencial é suficiente aumentar a indutância de magnetização mediante o fator de acoplamento ou a indutância própria diretamente.

### 2.2.3. Modelo magnético

Como explicado anteriormente, as indutâncias de dispersão quanto de magnetização determinam o desempenho geral do conversor. Logo, o projeto e a manufatura dos indutores

devem ser realizados atenciosamente considerando as características magnéticas e térmicas do núcleo e as formas de onda do fluxo magnético para a aplicação correspondente. Para a modelagem magnética dos indutores acoplados adotou-se o modelo de relutância, o qual é apresentado em detalhe no Apêndice A.

Segundo [26], [40]–[42], os núcleos toroidal e em forma de E têm demonstrado ser apropriados para aplicações como as propostas neste trabalho e compartilham o mesmo circuito magnético como ilustrado na Figura 2.4. No entanto, o comportamento real difere entre os dois. Já, o núcleo toroidal oferece elevado fator de acoplamento, pois o fluxo de dispersão vai pelo ar. Por outro lado, o núcleo em forma de E possui uma indutância de dispersão alta devido ao caminho de alta permeabilidade fornecido pela mesma estrutura para o fluxo de dispersão. Sem embargo, é possível obter um comportamento semelhante das duas estruturas mediante a colocação dos dois enrolamentos na perna central do núcleo em forma de E.

Baseado no modelo de relutância simplificado da Figura 2.4(d), as indutâncias de dispersão e magnetização podem ser expressadas em função dos parâmetros físicos do núcleo. Para facilitar a análise se introduz o parâmetro  $k_c$ , determinado pelas características físicas do núcleo, e que é a relação entre a  $L_m$  e  $L_k$ . Empregando o princípio de superposição neste circuito magnético, tem-se que os fluxos gerados pelo enrolamento  $L_{a1}$  são:

$$\Phi_{a1a1} = \frac{Ni_{a1}}{\mathfrak{R}'_a} \left( \frac{1 + k_c}{1 + 2k_c} \right) \quad (2.19)$$

$$\Phi_{a2a1} = -\frac{Ni_{a1}}{\mathfrak{R}'_a} \left( \frac{k_c}{1 + 2k_c} \right) \quad (2.20)$$

$$\Phi_{a3a1} = \frac{Ni_{a1}}{\mathfrak{R}'_a} \left( \frac{1}{1 + 2k_c} \right) \quad (2.21)$$

Adotando a definição de indutância como  $L = N\Phi/i$ , tem-se que o fluxo de dispersão do enrolamento  $a_1$ ,  $\Phi_{\sigma a1}$ , é igual ao fluxo  $\Phi_{a3a1}$ , pelo que a indutância de dispersão é dada por:

$$L_k = \frac{N\Phi_{a3a1}}{i_{a1}} = \frac{N^2}{\mathfrak{R}'_a} \left( \frac{1}{1 + 2k_c} \right) \quad (2.22)$$

onde,  $\mathfrak{R}'_a$  é a relutância associada a cada enrolamento considerando condições de simetria perfeita. Seguindo este raciocínio, observa-se que  $\Phi_{a2a1}$  representa o fluxo de magnetização, portanto, a indutância de magnetização é calculada analogamente como mostrada a seguir:

$$L_m = \frac{N\Phi_{a2a1}}{i_{a1}} = \frac{N^2}{\mathfrak{R}'_a} \left( \frac{k_m}{1 + 2k_c} \right) \quad (2.23)$$

Aplicando o princípio de superposição para o outro enrolamento, e combinando os resultados acham-se os fluxos totais  $\Phi_{a1}$ ,  $\Phi_{a2}$  e  $\Phi_{a3}$  em função da indutância de magnetização e dispersão assim:

$$\Phi_{a1} = \frac{1}{N} (i_{a1}L_k + 2i_{md}L_m) \quad (2.24)$$

$$\Phi_{a2} = \frac{1}{N} (i_{a2}L_k - 2i_{md}L_m) \quad (2.25)$$

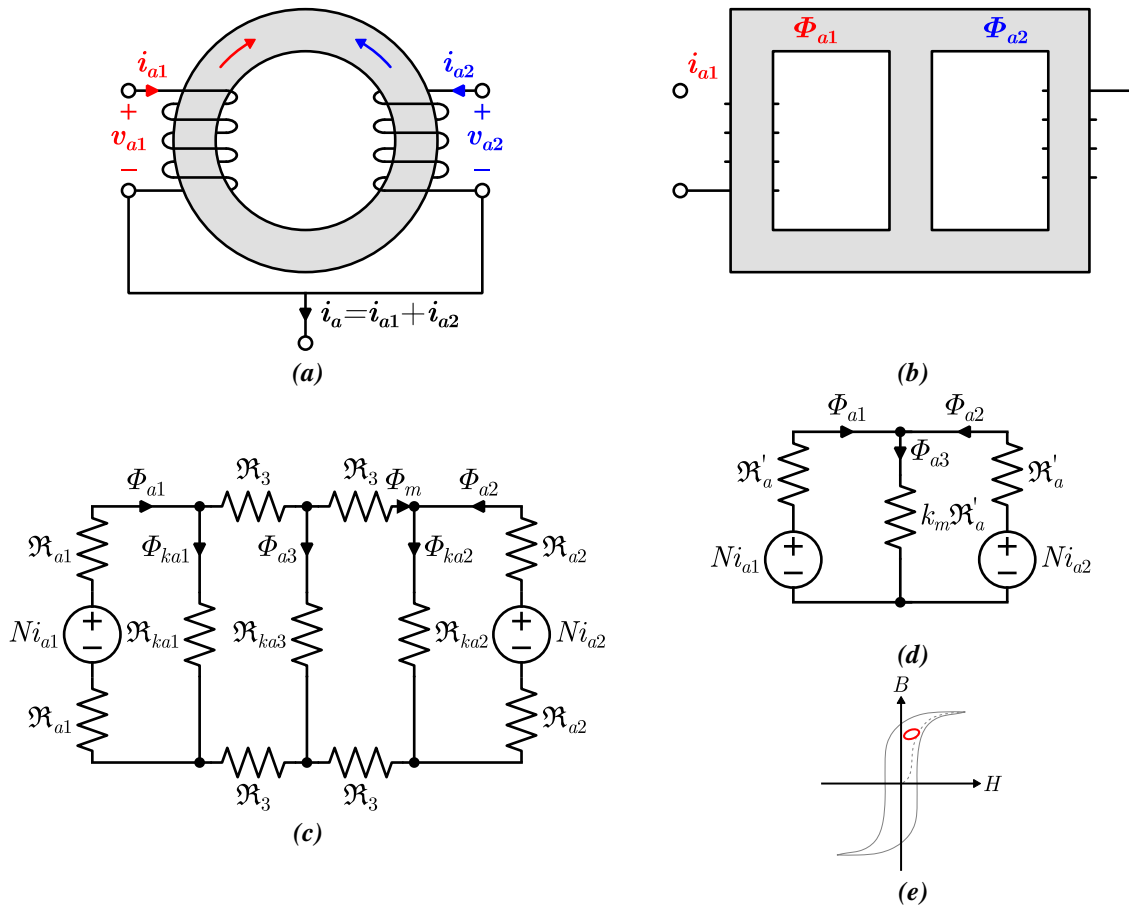
$$\Phi_{a3} = \frac{i_a L_k}{N} = \frac{i_{cm} L_k}{2N} \quad (2.26)$$

Desta forma, também se podem definir os fluxos magnéticos dos enrolamentos mediante componentes de modo comum e diferencial da seguinte maneira:

$$\Phi_{a1} = \Phi_{mc} + \Phi_{md} \quad e \quad \Phi_{a2} = \Phi_{mc} - \Phi_{md} \quad (2.27)$$

onde, estes fluxos são dados assim:

$$\begin{aligned} \Phi_{mc} &= \frac{2L_{mc} i_{mc}}{N} = \frac{L_k i_{mc}}{N} = \frac{L(1-k) i_{mc}}{N} = \frac{L(1-k) i_a}{2N} \\ \Phi_{md} &= \frac{L_{md} i_{md}}{N} = \frac{2(L_k + 2L_m) i_{md}}{N} = \frac{2L(1+k) i_{md}}{N} \end{aligned} \quad (2.28)$$



**Figura 2.4. Modelo magnético do indutor acoplado. (a) Núcleo toroidal. (b) Núcleo em forma E. (c) Modelo magnético equivalente detalhado. (d) Modelo magnético equivalente simplificado considerando uma estrutura simétrica. (e) Curva BH com região de operação.**

Da equação (2.28), percebe-se que para fator de acoplamento alto ( $k \approx 1$ ), o fluxo de modo comum torna-se desprezível e, portanto, o fluxo de modo diferencial é o encarregado de determinar o ponto de operação do indutor acoplado na curva  $BH$ , devido à forma de onda da corrente de modo diferencial necessária para garantir a correto funcionamento do inversor, o ponto de operação é formado por uma componente  $cc$  e uma ondulação de alta frequência como mostrado na Figura 2.4(e).

Das equações (2.16), (2.18) e (2.28), o cálculo das densidades de fluxo magnético fica direto quando conhecidas as características geométricas do núcleo selecionado, permitindo saber se a aplicação atingirá a zona de saturação.

### 2.3. Modelo de inversores com acoplamento magnético

O modelo generalizado dos inversores propostos neste trabalho mostra-se na Figura 2.5, onde o indutor acoplado é simétrico como analisado previamente e é inserido o resistor  $R_w$  para representar as perdas por condução de cada enrolamento. A fonte de tensão  $v_{a20}$  corresponde ao braço  $a_2$  das topologias com saída diferencial e, portanto, zera-se para as topologias com saída única.

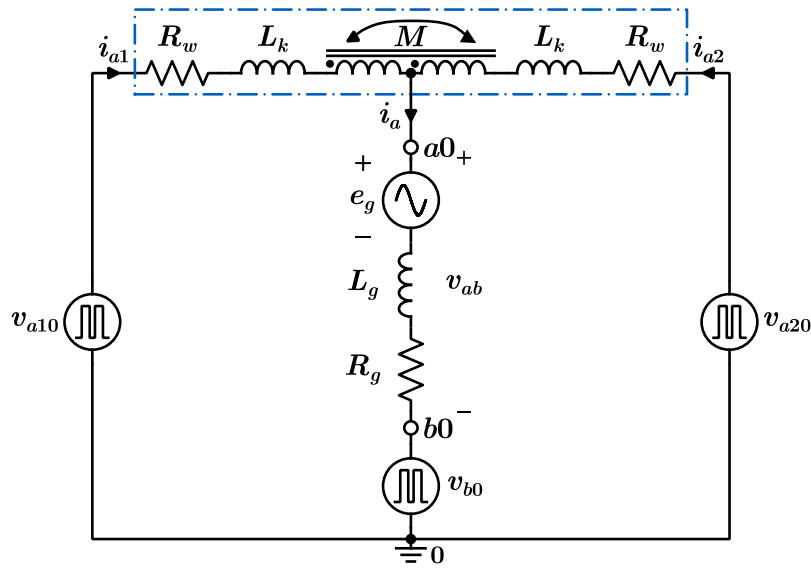


Figura 2.5. Circuito equivalente detalhado dos inversores assimétricos com saída única.

O modelo dinâmico do sistema é determinado basicamente pela carga ligada à saída do indutor acoplado e do braço  $b$ , assim:

$$v_{ab} = R_g i_a + L_g \frac{di_a}{dt} + e_g \quad (2.29)$$

$$e_g = E_g \cos(\omega_o t) \quad (2.30)$$

onde,  $R_g$  e  $L_g$  representam a resistência e a indutância de carga, e  $e_g$  é uma fonte de tensão monofásica. Mantendo a notação das seções anteriores, tem-se que a corrente da saída é determinada pela corrente de modo comum,

$$i_a = i_{a1} + i_{a2} = 2i_{cm} \quad (2.31)$$

Analisando as duas malhas, tem-se que

$$v_{a10} - v_{a0} = R_w i_{a1} + (L_k + M) \frac{di_{a1}}{dt} - M \frac{di_{a2}}{dt} \quad (2.32)$$

$$v_{a20} - v_{a0} = R_w i_{a2} + (L_k + M) \frac{di_{a2}}{dt} - M \frac{di_{a1}}{dt} \quad (2.33)$$

ou, equivalentemente como componentes de modo comum e modo diferencial, obtém-se que:

$$v_{cm} + v_{dm} = v_{a0} + R_w (i_{mc} + i_{md}) + L_k \frac{d(i_{mc} + i_{md})}{dt} + 2M \frac{di_{md}}{dt} \quad (2.34)$$

$$v_{cm} - v_{dm} = v_{a0} + R_w (i_{mc} - i_{md}) + L_k \frac{d(i_{mc} - i_{md})}{dt} - 2M \frac{di_{md}}{dt} \quad (2.35)$$

Finalmente, pode-se arranjar duas equações diferenciais desacopladas para as tensões de modo comum e de modo diferencial somando e subtraindo as equações (2.34) e (2.35) como mostrado a seguir:

$$v_{mc} = v_{a0} + R_w i_{mc} + L_k \frac{di_{mc}}{dt} \quad (2.36)$$

$$v_{mc} = v_{ab} + v_{b0} + R_w i_{mc} + L_k \frac{di_{mc}}{dt} \quad (2.37)$$

$$v_{md} = R_w i_{md} + (L_k + 2M) \frac{di_{md}}{dt} \quad (2.38)$$

Para garantir a operação dos diodos como chaves complementares é necessário que as correntes nos braços sejam não zerem sob nenhuma condição, fazendo com que o conversor opere no modo de condução contínua (*MCC*). Assim, esta condição obriga a impor uma tensão de modo diferencial adequada segundo (2.38). No caso de operar em modo de condução descontínua (*MCD*), a qualidade do sinal de tensão de saída se degrada, pois os

diodos deixam de operar em forma complementar com as respectivas chaves e como consequência a saída apresenta um aumento no conteúdo harmônico[43].

## 2.4. Estratégia de modulação e efeito da componente cc

Diferente dos inversores convencionais com saída diferencial (Figura 1.6), onde as tensões de polo são geradas só considerando a forma de onda da tensão de saída. Nos inversores com acoplamento magnético e numero reduzido de componentes, é necessário cumprir duas condições de maneira simultânea: a primeira, sintetizar uma tensão de modo comum que se corresponda com a tensão de saída dada pela equação (2.37); e a segunda, garantir o modo de condução continua mediante uma corrente de modo diferencial  $cc$ , que é dada pela seguinte expressão.

$$i_{md} = \frac{v_{a1} - v_{a2}}{2R_w} = \frac{v_{md}}{R_w} \quad (2.39)$$

Para gerar esta corrente de modo diferencial, uma pequena componente  $cc$  ( $m_0 V_{DCx}$ ) é somada no braço  $a_1$  e subtraída no braço  $a_2$ . Desta maneira, a tensão de saída não resulta afetada e se garante a operação em MCC. Portanto, as tensões de referência dos braços são dadas como mostrado a seguir:

$$\begin{aligned} v_{a1}^* &= (m_a \text{sen}(\omega_o t) + m_0) V_{DCa1} \\ v_{a2}^* &= (m_a \text{sen}(\omega_o t) - k_{m0} m_0) V_{DCa2} \end{aligned} \quad (2.40)$$

onde,  $m_a$  é o índice modulação,  $m_0$  é a componente  $cc$  do índice modulação,  $k_{m0} = V_{DCa1} / V_{DCa2}$  é o fator de ajuste da componente  $cc$  do índice de modulação, e  $V_{DCax}$  é a tensão máxima do respectivo polo. Desta forma, tem-se que a referência da tensão de saída e da tensão entre os enrolamentos do indutor acoplado são, respectivamente.

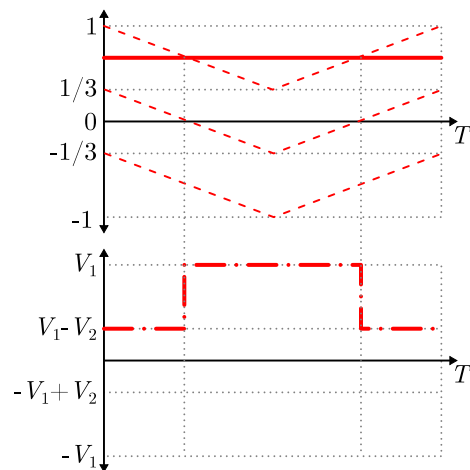
$$\begin{aligned} v_a^* &\approx \frac{v_{a1}^* + v_{a2}^*}{2} = \frac{(V_{DCa1} + V_{DCa2})}{2} m_a \text{sen}(\omega_o t) \\ v_{a1a2}^* &= v_{a1}^* - v_{a2}^* = (V_{DCa1} - V_{DCa2}) m_a \text{sen}(\omega_o t) + 2m_0 V_{DCa1} = 2v_{md}^* \end{aligned} \quad (2.41)$$

Uma característica das topologias propostas é que só o nível zero apresenta estados redundantes com tensão de modo diferencial positiva e negativa. Os restantes níveis não apresentam ditos estados pelo braço de dois níveis. Portanto, para respeitar as duas condições



de operação e evitar a saturação do núcleo, o braço de dois níveis chaveia durante todo o período do sinal de saída. Como consequência, a tensão de saída não se estabelece entre dois níveis consecutivos.

Para a modulação do braço  $a_2$  das topologias O4NSU, D4NSU e C6NSU, adotou-se uma modulação por mudança de nível como mostrado na Figura 2.6, onde a referência é dada pela equação (2.40). A seleção dos estados das chaves para gerar o nível desejado é feita usando uma tabela de pesquisa em função da posição da referência dentro do diagrama normalizado. O nível do braço  $a_1$  não é considerado para conseguir uma tensão de saída em degraus claramente definidos, pois impede cumprir as duas condições de funcionamento.



*Figura 2.6. Esquema de modulação do braço  $a_2$  para o D4NSU. Eixo 1: Referência e portadoras normalizadas. Eixo 2: Tensão de polo,  $v_{a20}$ .*

A estratégia PWM de cada inversor proposto será discutida no seu respectivo capítulo em detalhe. No entanto, as tensões de referências fornecidas aos respectivos moduladores são as mostradas na equação (2.40).

## 2.5. Estratégia de controle

A estratégia de controle para os inversores propostos está baseada em [44] usando (2.37) e (2.38), onde as variáveis a ser controladas são: a corrente de saída e corrente de modo diferencial como mostrado na Figura 2.7, sendo aplicável para qualquer conversor com acoplamento magnético que possuam um circuito equivalente ao da Figura 2.5.

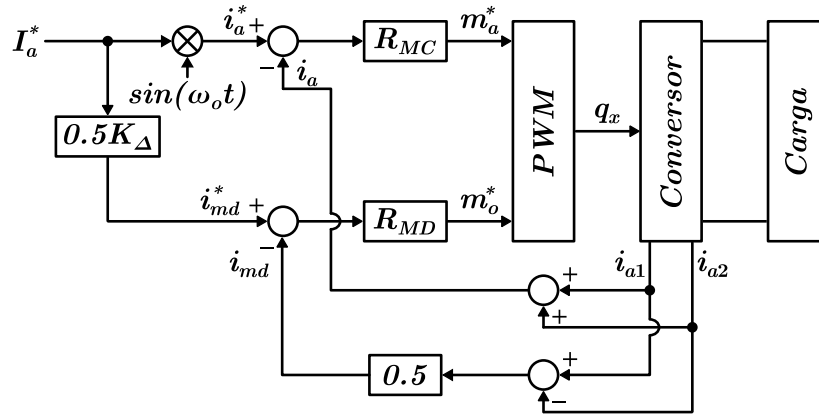


Figura 2.7. Estratégia de controle do IA0A2N4NSU.

Devido a que os inversores propostos são do tipo fonte de tensão, a estratégia de controle deveria garantir uma tensão na carga. No entanto, a estratégia aqui desenvolvida garante a corrente de saída, pelo que é necessária a inserção de uma malha externa que se encarregue de controlar dita tensão. Por outro lado, pode-se adotar outra estratégia usando dois malhas de controle, uma com um controlador de dupla sequência para a tensão de saída e outra com um controlador PI convencional para a tensão de modo diferencial.

Nesta estratégia, a corrente de modo diferencial é regulada mediante um controlador PI convencional representado pelo bloco  $R_{MD}$ , cuja referência  $i_{md}^*$  vem dada pela corrente pico de referência  $I_a^*$  vezes  $0.5K_{\Delta}$ , onde  $K_{\Delta} \geq 1$  e permite agregar uma margem para garantir a operação em MCC quando considerada a variação instantânea das correntes nos enrolamentos e o modelo não ideal das chaves e dos diodos. A saída deste controlador determina a tensão de modo diferencial através do  $m_0$ .

Para controlar a corrente de saída senoidal é necessário utilizar um controlador de dupla sequência  $-R_{MC}$  para garantir um erro de estado estacionário zero. Assim, o regulador requerido deve fornecer ganho infinito na frequência de operação  $\omega_o$ . O projeto deste tipo de controladores para aplicações de eletrônica de potência foi estudado profundamente em [45]–[48] e tem um modelo em frequência dado por:

$$G_{MC} = \frac{k_a s^2 + k_b s + k_c}{s^2 + \omega_o^2} \quad (2.42)$$

onde,  $k_a$ ,  $k_b$  e  $k_c$  são os ganhos do controlador. Para calcular estes ganhos costuma se usar uma aproximação baseada em um controlador PI convencional, assim:

$$\begin{aligned}k_a &= k_p \\k_b &= 2k_i \\k_c &= \omega_o^2 k_a\end{aligned}\tag{2.43}$$

O modelo no tempo deste controlador é dado pelas seguintes expressões:

$$\frac{dx_a}{dt} = x_b + 2k_b \varepsilon\tag{2.44}$$

$$\frac{dx_b}{dt} = -\omega_o x_a\tag{2.45}$$

$$m_a^* = x_a + k_a \varepsilon\tag{2.46}$$

onde,  $x_a$  e  $x_b$  representam as variáveis de estado dos controladores;  $m_a^*$  é a saída do controlador e  $\varepsilon = i_a^* - i_a$  é o erro da corrente de saída do conversor. Quando é aplicada esta estratégia de controle nas topologias com saída diferencial, a tensão do braço  $b$  é vista pelo controlador como uma perturbação, pelo que sua escolha dá um grau de liberdade a mais para controlar por exemplo a tensão do barramento.

## 2.6. Parâmetros do estudo de caso

Para a obtenção dos resultados tanto de simulação quanto experimentais foram usados os parâmetros da Tabela 2.1. Devido a que as topologias propostas possuem fontes com tensões diferentes, foi adotado o sistema em por unidade para uma tensão base de  $220\sqrt{2}$  V e potência de base de 1 kVA. Além disso, preferiu-se o uso do material disponível no laboratório para facilitar a aquisição dos resultados experimentais e, portanto, optou-se por empregar indutores acoplados com fator de acoplamento relativamente baixo, os quais não permitem obter tensões e correntes com reduzido conteúdo de harmônicos.

O passo de amostragem para as simulações foi escolhido considerando a topologia ISA3N usando a técnica de modulação por deslocamento de fase com quatro portadoras. Portanto, a frequência aparente na saída é quatro vezes a frequência de chaveamento, ou seja,

40 kHz. Considerando isto, a frequência de amostragem foi estabelecida em 1 MHz para ter a suficiente resolução dos sinais de interesse. Assim, o passo de amostragem é de  $1 \mu s$ .

Parâmetro	Símbolo	Valor	p.u.
Tensão base	$V_b$	$220\sqrt{2}$ [V]	1,0
Potência base	$S_b$	1,0 [kVA]	1,0
Corrente base	$I_b$	3,21 [A]	1,0
Impedância base	$Z_b$	96,92 [ $\Omega$ ]	1,0
Tensão de saída nominal, rms	$v_{a0}, v_{ab}$	220 [V]	0,707
Tensão de saída nominal, pico	$v_{a0,p}, v_{ab,p}$	$220\sqrt{2}$ [V]	1,0
Corrente de saída nominal, rms	$i_a$	3,21 [A]	1,414
Corrente de saída nominal, pico	$i_{a,p}$	6,42 [A]	2,0
Frequência de chaveamento	$f_c$	10 [kHz]	–
Frequência da fundamental	$f_0$	60 [Hz]	–
Índice de modulação	$m_a$	0,9	–
Resistência de carga	$R_g$	50 [ $\Omega$ ]	0,515
Indutância de carga	$L_g$	7,0 [mH]	0,027
Capacitor flutuante	$C_{ax}$	220 [ $\mu$ F]	0,124
Indutor acoplado (baixa indutância de magnetização)			
Indutância de magnetização	$L_m$	1,5 [mH]	$5.83 \times 10^{-3}$
Indutância de dispersão	$L_k$	0,3 [mH]	$1.17 \times 10^{-3}$
Resistência do enrolamento	$R_w$	0,2 [ $\Omega$ ]	$2.06 \times 10^{-3}$
Indutor acoplado (alta indutância de magnetização)			
Indutância de magnetização	$L_m$	3843 [mH]	14,94
Indutância de dispersão	$L_k$	0,25 [mH]	$9.72 \times 10^{-4}$
Resistência do enrolamento	$R_w$	0,375 [ $\Omega$ ]	$3.87 \times 10^{-3}$

Tabela 2.1. Parâmetros de simulação e experimentais.

## 2.7. Considerações finais

Neste capítulo foi apresentado o modelo elétrico e magnético do indutor acoplado usando componentes de modo comum e diferencial para tensões, correntes e fluxos magnéticos. Além

disto, um modelo geral dos inversores propostos foi introduzido e baseado neste uma estratégia de controle da corrente de saída e de modo diferencial foi exposto.

# Capítulo 3. Inversores assimétricos acoplados magneticamente opostos e cruzados

---

## 3.1. Introdução

Neste capítulo, o inversor assimétrico acoplado magneticamente oposto de dois níveis e quatro níveis com saída única (O4NSU) é introduzido. Para esta topologia, apresentam-se os seus modos de operação e uma estratégia PWM para obter sete níveis com para a relação de tensão escolhida entre as fontes independentes. Além disso, estuda-se o efeito da diferença das tensões máximas de polo que sintetizam os braços no desempenho dos inversores com acoplamento magnético.

## 3.2. Inversor assimétrico acoplado magneticamente oposto de dois níveis e quatro níveis com saída única – O4NSU

O inversor assimétrico acoplado magneticamente oposto de dois níveis e quatro níveis com saída única – O4NSU – surgiu como uma evolução da topologia introduzida por Babaei [36] (Figura 1.14) para reduzir o número de dispositivos semicondutores e assim aprimorar sua relação níveis/chave. Este inversor é mostrado na Figura 3.1(a) e possui três chaves controláveis unidirecionais em corrente ( $S_{a11}, S_{a21}, S_{a22}$ ), três diodos ( $D_{a11}, D_{a21}, D_{a22}$ ), e dois indutores acoplados magneticamente ( $L_{a1}, L_{a2}$ ). Além disso, possui três fontes independentes de tensão ( $V_{1,1}, V_{1,2}, V_2$ ). As fontes  $V_{1,1}$  e  $V_{1,2}$  podem ser substituídas por uma única fonte com um barramento capacitivo dividido. No entanto, neste trabalho foram adotadas as duas fontes para evitar o problema do desequilíbrio da tensão do ponto intermediário. O modelo equivalente simplificado deste inversor se ilustra na Figura 3.1(b).

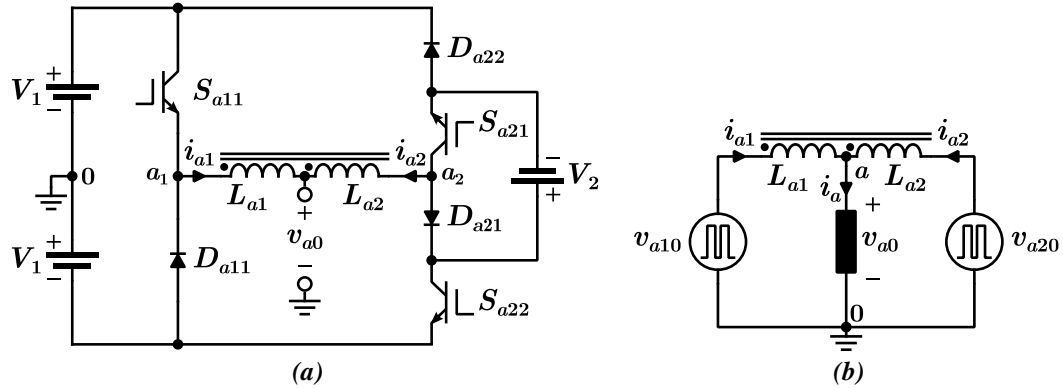


Figura 3.1. Inversor assimétrico acoplado magneticamente oposto de dois níveis e quatro níveis com saída única – O4NSU. (a) Diagrama esquemático. (b) Circuito equivalente simplificado.

O O4NSU apresenta oito modos de operação como resumidos na Tabela 3.1 e na Figura 3.2. A quantidade de níveis de tensão diferentes na saída é determinada pela relação de tensão entre as duas fontes, assim há dois casos a serem considerados para obter níveis distribuídos uniformemente:

- Caso I ( $V_2 = 2V_{1,x}$ ): Neste caso, geram-se cinco níveis de tensão na saída com três níveis que tem dois modos de operação cada um, e dois níveis com um único modo.
- Caso II ( $V_2 = V_{1,x}$ ): Nesta condição, produzem-se sete níveis, onde só um nível possui dois modos de operação e os restantes seis têm um único modo.

Embora, os dois casos podem se considerar semelhantes pelo fato de compartilhar os mesmos modos de operação, as considerações da estratégia de modulação são diferentes. No presente estudo só avaliou-se o Caso II, pois possui uma melhor relação de níveis por chave.

Modo	$S_{a11}$	$S_{a21}$	$S_{a22}$	$v_{a10}$	$v_{a20}$	$v_{md} = v_{a1a2}/2$	$v_{mc} \approx v_{a0}$
$P_1$	1	0	0	$V_1$	$V_1 + V_2$	$-V_2/2$	$V_1 + V_2/2$
$P_2$	1	0	1	$V_1$	$V_1$	0	$V_1$
$P_3$	0	0	0	$-V_1$	$V_1 + V_2$	$-V_1 - V_2/2$	$V_2/2$
$O$	0	0	1	$-V_1$	$V_1$	$-V_1$	0
$O$	1	1	0	$V_1$	$-V_1$	$V_1$	0
$N_3$	1	1	1	$V_1$	$-V_1 - V_2$	$V_1 + V_2/2$	$-V_2/2$
$N_2$	0	1	0	$-V_1$	$-V_1$	0	$-V_1$
$N_1$	0	1	1	$-V_1$	$-V_1 - V_2$	$V_2/2$	$-V_1 - V_2/2$

Tabela 3.1. Modos de operação para o O4NSU.

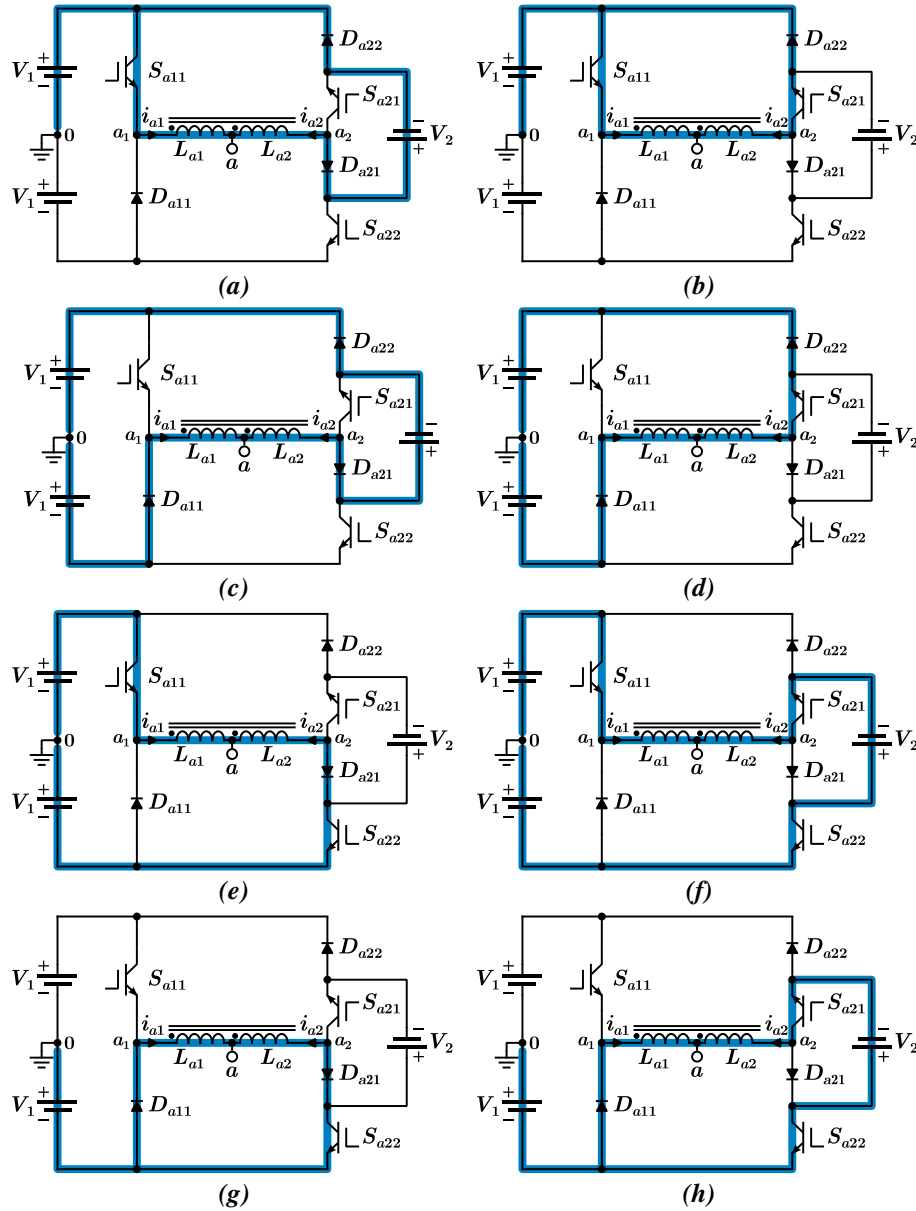


Figura 3.2. Estados de chaveamento do O4NSU.

Em termos gerais, as topologias assimétricas têm a grande desvantagem de submeter às chaves e os diodos a tensões de bloqueio diferentes e, portanto, a análise destas tensões é prioritária para a seleção dos dispositivos semicondutores. Particularmente para o O4NSU, a chave  $S_{a22}$  e o diodo  $D_{a22}$  suportam a maior tensão de bloqueio de todo o conjunto, sendo igual à soma das fontes independentes ( $2V_1 + V_2$ ). A sua vez, a chave  $S_{a11}$  e o diodo  $D_{a11}$  bloqueiam uma tensão de  $2V_1$ . Por último, a chave  $S_{a21}$  e o diodo  $D_{a21}$  bloqueiam uma tensão de  $V_2$ . Na Figura 3.3, mostram-se as tensões de bloqueio para cada um dos dispositivos semicondutores.



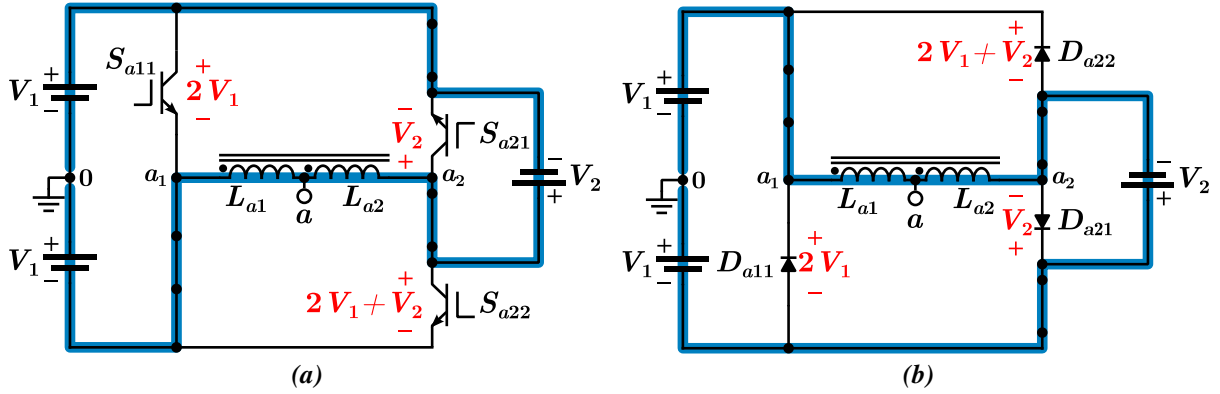


Figura 3.3. Tensões de bloqueio da topologia O4NSU. (a) Diodos. (b) Chaves.

### 3.2.1. Estratégia PWM

As funções de chaveamento para as tensões de polo ( $v_{a10}$  e  $v_{a20}$ ) são:

$$v_{a10} = (2q_{a11} - 1)V_1 \quad (3.1)$$

$$v_{a20} = (1 - 2q_{a21})V_1 + (1 - q_{a21} - q_{a22})V_2 \quad (3.2)$$

onde,  $q_{a11}$ ,  $q_{a21}$  e  $q_{a22}$  são variáveis binárias que representam os estados das chaves  $S_{a11}$ ,  $S_{a21}$  e  $S_{a22}$ , respectivamente, seguindo a lógica de  $q_x = 1$ , a chave conduz, e  $q_x = 0$ , a chave bloqueia. Agora, desprezando o efeito da indutância de dispersão e as perdas nos enrolamentos, a expressão para a tensão de saída é aproximadamente a seguinte:

$$v_{a0} \approx v_{mc} = \frac{v_{a10} + v_{a20}}{2} = \frac{2(q_{a11} - q_{a21})V_1 + (1 - q_{a21} - q_{a22})V_2}{2} \quad (3.3)$$

Agora, considerando as tensões de referência do modulador (seção 2.4), a técnica de modulação para esta topologia emprega uma única portadora para modular o braço  $a_1$  e três portadoras assimétricas deslocadas em nível com defasagem de  $180^\circ$  para o braço  $a_2$  como apresentado na Figura 3.4 e na Figura 3.5. Para a seleção dos vetores a serem aplicados no braço de quatro níveis é usada uma tabela de leitura (do inglês, *look-up table*) em função do índice de modulação. Esta estratégia foi preferida sobre a híbrida [49] pelo fato de permitir uma distribuição de níveis não igualmente afastados.

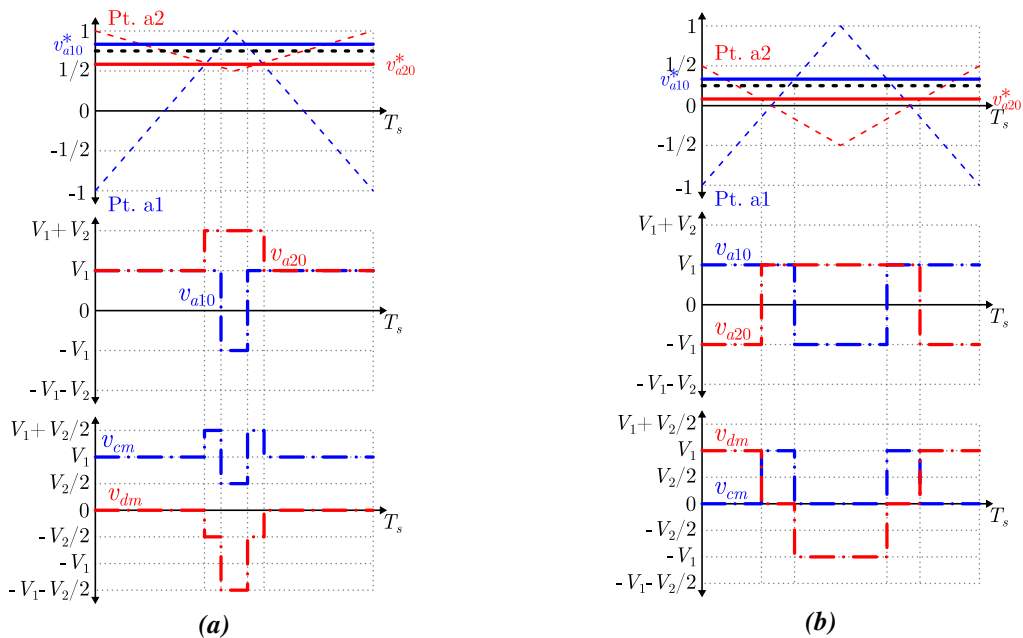
Além disso, outras técnicas de modulação como a de deslocamento de fase (do inglês *PSC, Phase Shift Carrier*) foram consideradas para ângulos de  $90^\circ$  e  $120^\circ$ , mas para alguns

períodos de chaveamento a tensão de saída variava entre  $V_1 + V_2/2$  e  $-V_1 - V_2/2$ , que é máxima variação possível para a saída do inversor pelo que foram rejeitadas.

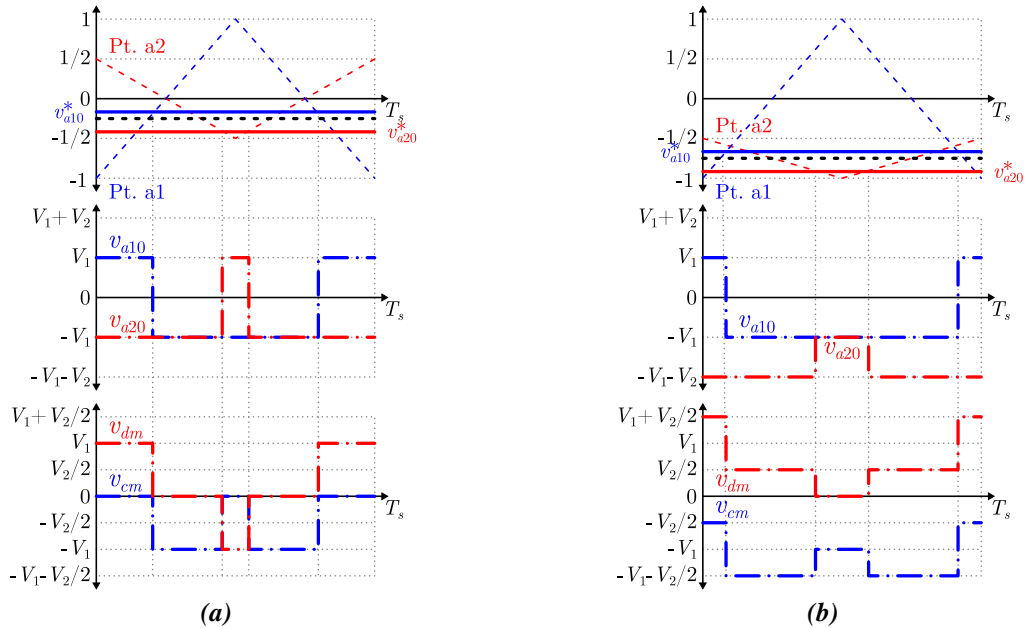
Revisando a modulação escolhida, percebe-se que não produz uma tensão de saída com degraus claramente definidos na tensão de saída, já que isto implica o grampeamento da tensão de polo do braço  $a_1$  durante algumas regiões do período do sinal de referência. Analisado a equação (2.40), este grampeamento implica uma componente  $cc$  do índice de modulação diferente como mostrada a seguir.

$$m'_o = \begin{cases} 1 - (m_a \text{sen}(\omega_o t) + m_o) & m_a \text{sen}(\omega_o t) + m_o \geq 0 \\ -1 - (m_a \text{sen}(\omega_o t) + m_o) & m_a \text{sen}(\omega_o t) + m_o < 0 \end{cases} \quad (3.4)$$

Portanto, isto provoca uma condição de operação crítica, pois  $i_{md} \geq m_o V_{DCa1} / R_w$  para alguns estados de chaveamento e deixa de ser uma componente  $cc$  a mais reduzida possível para garantir o MCC, incorrendo assim no aumento das  $i_{a1}$  e  $i_{a2}$  e, logo, das perdas. Por outro lado, sopesando o fato que as tensões máximas de polo são diferentes, conclui-se que  $i_{md}$  tem uma ondulação sinusoidal segundo a equação (2.40). Na seção 3.3, estuda-se o efeito desta ondulação no rendimento do inversor e os critérios de seleção do indutor para mitigá-lo.



**Figura 3.4.** Formas de onda da modulação do O4NSU com  $v_{a0} \geq 0$ . Da cima para baixo: referências de tensão e portadoras normalizadas à tensão máxima de polo; tensões de polo; tensão de modo comum e modo diferencial. a)  $0.5 \leq m_a \leq 1.0$ . b)  $0 \leq m_a \leq 0.5$ .



**Figura 3.5.** Formas de onda da modulação do O4NSU com  $v_{a0} < 0$ . Da cima para baixo: referências de tensão e portadoras normalizadas à tensão máxima de polo; tensões de polo; tensão de modo comum e modo diferencial. a)  $0 \leq m_a \leq 0.5$ . b)  $0.5 \leq m_a \leq 1.0$ .

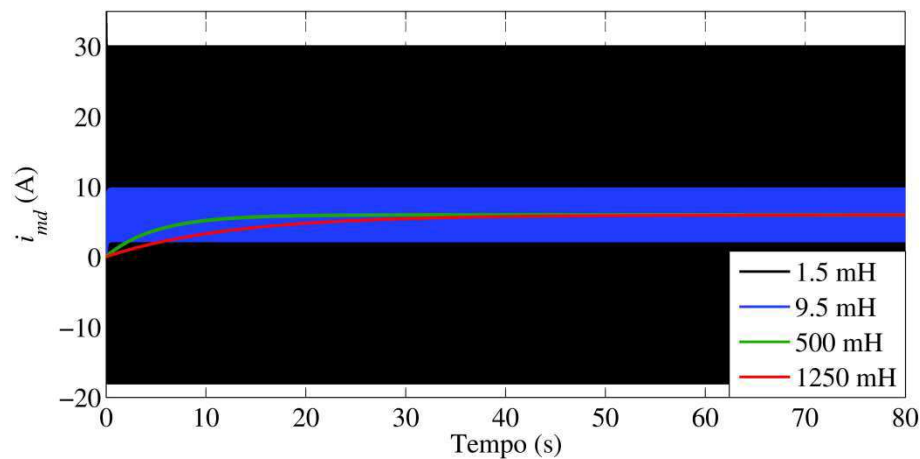
Na Figura 3.4 e na Figura 3.5, observa-se que a tensão de modo comum chaveia com duplo da frequência da portadora como esperado para a técnica de modulação escolhida. No entanto, a assimetria na quantidade de níveis nos braços faz que algumas comutações não sejam entre níveis consecutivos, piorando assim o desempenho harmônico do conversor. Esta limitação é própria de todos os conversores propostos e, portanto, há um compromisso entre a redução de custo e desempenho que se deve sopesar segundo a aplicação.

### 3.3. Análise da corrente de modo diferencial para topologias com tensões máximas de polo diferentes

Como exposto na seção 2.4, o modulador PWM precisa garantir que corrente de modo diferencial que seja constante (componente  $cc$ ) em qualquer condição de operação para garantir o modo de condução contínua. Portanto, as tensões dos braços são moduladas segundo a equação (2.40), ou seja, usando uma componente de modo comum e uma componente de modo diferencial como desenvolvido em [28] sob a consideração que os dois braços tenham tensões máximas de polo iguais.

Nos inversores IAAO2N4NSU e IAAC2N6NSU, o braço com maior quantidade de níveis sintetiza tensões superiores à tensão do barramento, pelo que  $v_{md}$  passa de um sinal constante a um sinal sinusoidal com uma componente  $cc$ , o que ocorre exatamente para índices de modulação acima de 0,5 e 0,6, respectivamente. Como consequência, a corrente de modo diferencial adquire o mesmo comportamento desta tensão e, portanto, as correntes nos braços aumentam. Por sua vez, isto acrescenta perdas nos semicondutores e nos enrolamentos, fazendo com que a eficiência dos conversores caia.

Agora, analisando a equação (2.38) que define a dinâmica de  $v_{md}$  e  $i_{md}$ , observa-se que os parâmetros físicos do indutor acoplado podem mitigar este efeito indesejável. Concretamente, a indutância de modo diferencial atua como filtro passa baixas para  $i_{md}$ . Assim, uma solução razoável é usar um autotransformador, devido ao seu alto fator de acoplamento e indutância de magnetização. Na Figura 3.6, confere-se o comportamento descrito anteriormente para  $i_{md}$  com diferentes indutâncias de magnetização.



**Figura 3.6. Resposta no tempo da corrente de modo diferencial para diferentes indutâncias de magnetização com  $R_w = 0.2\Omega$  para  $v_{md} = 133\text{sen}(\omega_o t) + 6 [V]$ .**

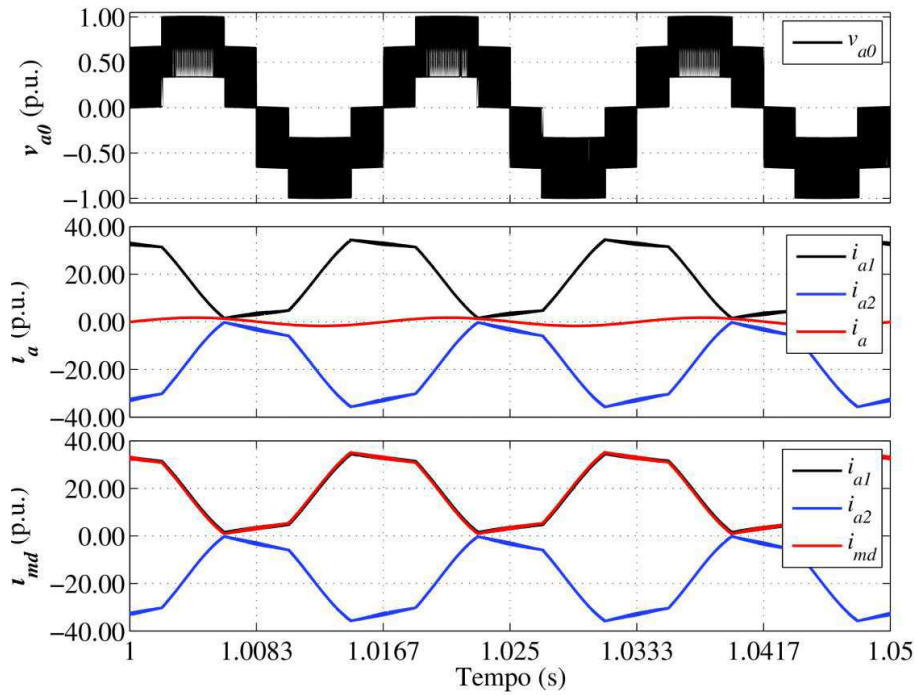
### **3.4. Resultados de simulação**

Para corroborar o funcionamento da topologia com conexão oposta, são apresentadas as simulações no domínio do tempo em regime permanente para cada uma das topologias em malha aberta. Além disso, para validar o modelo dinâmico e a estratégia de controle propostos são mostradas simulações em malha fechada.

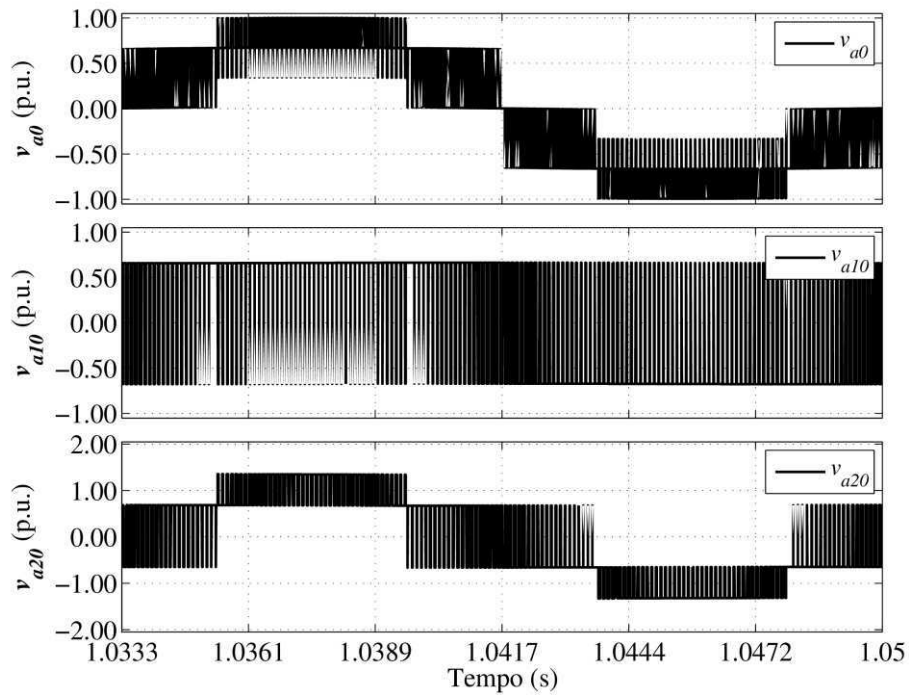
#### **3.4.1. O4NSU com indutor acoplado de baixa indutância de magnetização**

Os resultados das simulações em malha aberta para a topologia O4NSU com indutor acoplado são mostrados na Figura 3.7 e na Figura 3.8. Como já foi explicado, a corrente de modo diferencial nesta topologia expõe uma ondulação muito maior do que a mesma corrente de saída, produzindo um aumento das perdas e levando aos dispositivos semicondutores a condições de falha, tornando-a inviável. As tensões de polo e o padrão de chaveamento durante um ciclo são plotadas.

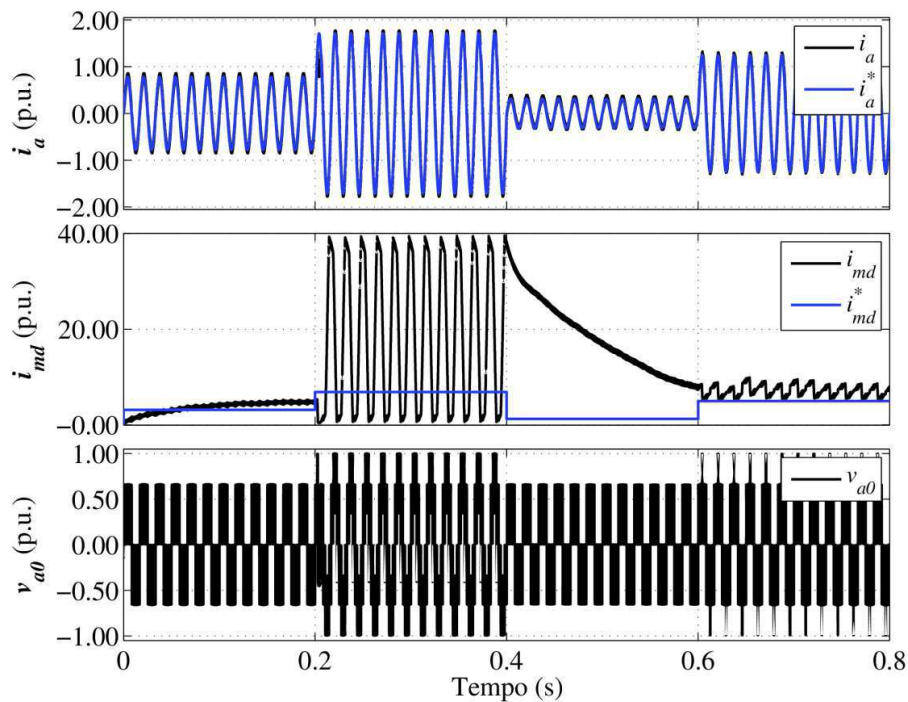
Na Figura 3.9, observam-se os resultados de aplicar a estratégia de controle em malha fechada para as correntes de saída e de modo diferencial. No caso da corrente de saída, comprovou-se que o controlador responde adequadamente à mudança da referência. No entanto, o controlador de modo diferencial só consegue rastrear a referência quando esta é pequena porque nessa condição os dois braços operam com tensões máximas de polo iguais e, portanto, a tensão de modo diferencial é uma componente *cc*.



**Figura 3.7.** Resultados de simulação em malha aberta da topologia O4NSU com indutor acoplado. Da cima para baixo. Eixo um: tensão de saída. Eixo dois: corrente de saída e nos braços. Eixo três: corrente de modo diferencial e nos braços.



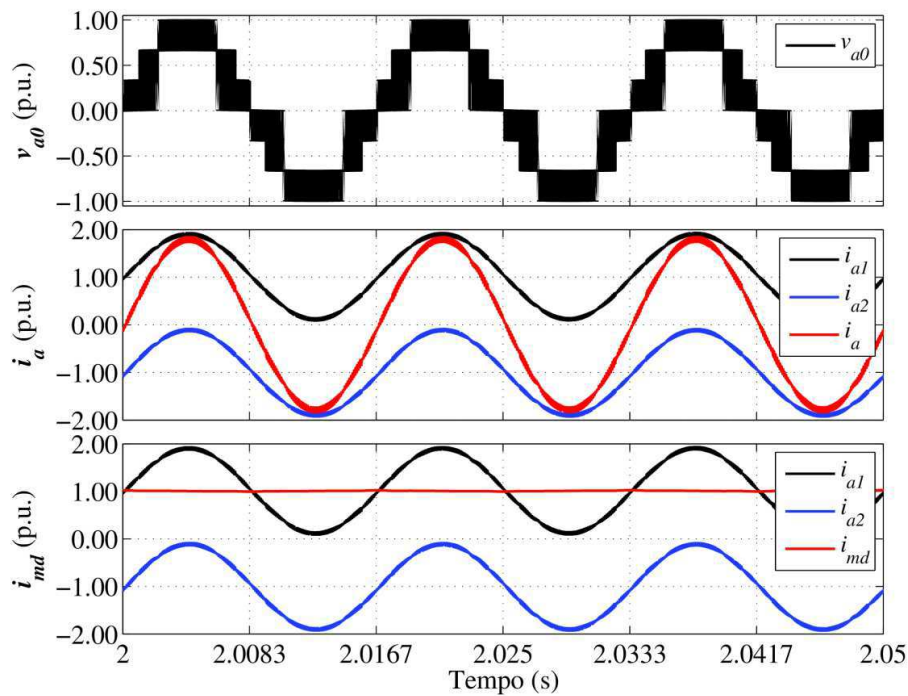
**Figura 3.8.** Resultados de simulação em malha aberta da topologia O4NSU com indutor acoplado. Da cima para baixo. Eixo um: tensão de saída. Eixo dois: tensão de polo,  $v_{a10}$ . Eixo três: tensão de polo,  $v_{a20}$ .



*Figura 3.9. Resultados simulação em malha fechada da topologia O4NSU. Da cima para baixo. Eixo um: corrente de saída. Eixo dois: corrente de modo diferencial. Eixo três: tensão de saída.*

### 3.4.2. O4NSU com indutor acoplado de alta indutância de magnetização

Os resultados da simulação da topologia O4NSU com autotransformador são ilustrados na Figura 3.10. Contrastando estes resultados com os obtidos com indutor acoplado de baixa indutância de magnetização, percebe-se a corrente de modo diferencial é uma componente  $cc$  constante. Para apreciar a robustez fornecida pelo autotransformador, optou-se pelo grampeamento do braço  $a_1$  em algumas regiões do sinal saída, o que não originou nenhuma merma de qualidade na tensão ou na corrente de saída. Devido ao uso do indutor acoplado de alta indutância de magnetização, a dinâmica desta topologia é bastante lenta, pelo que as simulações requeriam grandes esforços computacionais e memória, a qual se desbordava antes da entrada em regime do conversor. Por isto, estas simulações não são apresentadas.



**Figura 3.10.** Resultados de simulação em malha aberta da topologia O4NSU com indutor acoplado de alta indutância de magnetização. Da cima para baixo. Eixo um: tensão de saída. Eixo dois: corrente de saída e nos braços. Eixo três: corrente de modo diferencial e nos braços.

### 3.5. Considerações finais

Neste capítulo, a topologia ON4NSU foi apresentada, mostrando os seus modos de operação, as tensões de bloqueio dos dispositivos e a estratégia PWM. Uma característica deste inversor é de ter tensões máximas de polo diferentes, o que dá origem a uma tensão de modo diferencial formada por uma ondulação sinusoidal e uma componente  $cc$ . Baseado na equação (2.38), determinou-se o efeito desta tensão na corrente de modo diferencial e, como consequência, na queda de desempenho geral do inversor. Para compensar isto, foi definido um critério na seleção adequada do indutor acoplado para obter uma corrente de modo diferencial constante como requerido. Resultados de simulação corroboraram as análises realizadas.



# Capítulo 4. Inversores assimétricos acoplados magneticamente diretos

---

## 4.1. Introdução

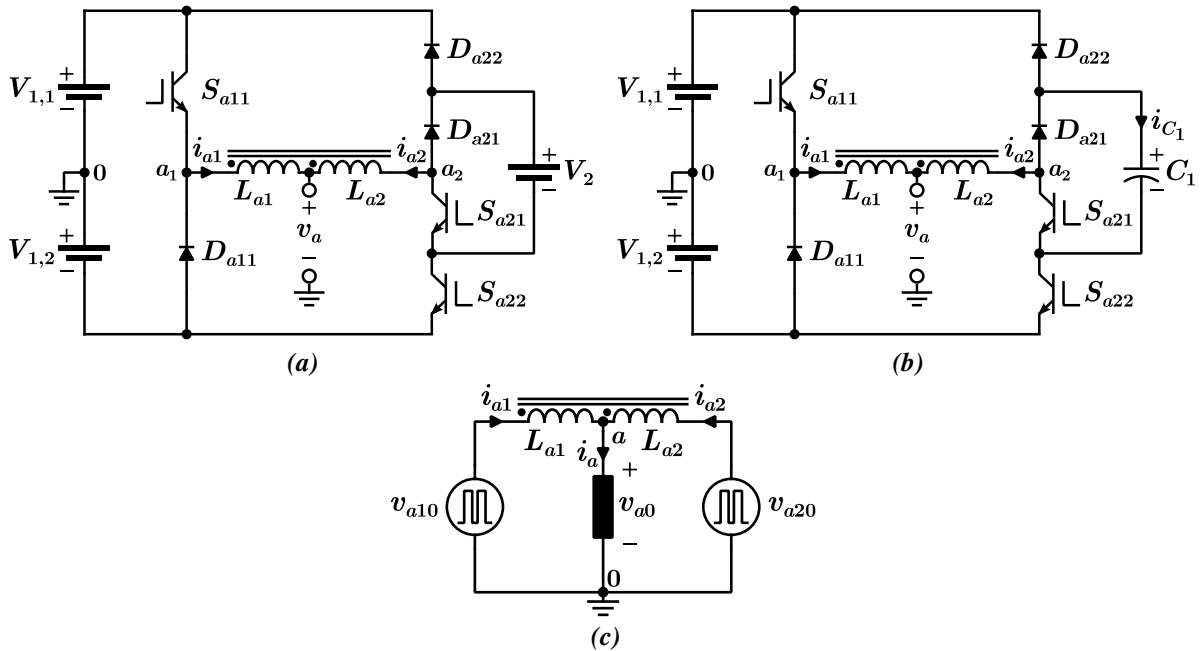
Neste capítulo é abordada a topologia de inversores assimétricos acoplados magneticamente diretos (IAAD) em quatro variações: D4NSU, D3NSU, D4NSD e D3NSD. Os dois primeiros requerem um ponto intermediário no barramento como referência de tensão para a carga enquanto o último usa um braço dois níveis. Além disso, os modos de operação, as tensões máximas de bloqueio e a técnica de modulação são apresentados para cada um destes inversores.

## 4.2. Inversores assimétricos acoplados magneticamente diretos com saída única

O inversor assimétrico acoplado magneticamente direto de dois níveis e quatro níveis com saída única – D4NSU – e o inversor assimétrico acoplado magneticamente direta de dois níveis e três níveis com saída única – D3NSU – compartilham o seu modelo, a sua estrutura e os modos de operação. Estes conversores surgem do princípio de inserir uma fonte em um braço como em [13], que posteriormente foi adaptado para operar com um capacitor flutuante, e da introdução do indutor acoplado em estruturas com saída diferencial simétricas como as introduzidas por [28].

Estes inversores possuem três chaves controláveis unidirecionais em corrente ( $S_{a11}, S_{a21}, S_{a22}$ ), três diodos ( $D_{a11}, D_{a21}, D_{a22}$ ), e dois indutores acoplados magneticamente ( $L_{a1}, L_{a2}$ ). Aliás, duas fontes independentes de tensão ( $V_{1,1}, V_{1,2}$ ), que fornecem a referência para ligar a carga. A diferença entre estes inversores radica em que o D4NSU dispõe de uma fonte

inserida no braço  $a_2$  ( $V_2$ ) e o D3NSU um capacitor ( $C_1$ ). Desta maneira, entende-se que o primeiro representa o mais genérico. No entanto, é importante ressaltar que o balanço da tensão capacitor incrementa a atenção requerida à modulação quando não usado controle de malha fechada. Os diagramas esquemáticos e o modelo equivalente simplificado destes inversores são mostrados na Figura 4.1.



**Figura 4.1.** Diagrama esquemático. (a) Inversor assimétrico acoplado magneticamente direto de dois níveis e quatro níveis com saída única – D4NSU. (b) Inversor assimétrico acoplado magneticamente direto de dois níveis e três níveis com saída única – D3NSU. (c) Circuito equivalente simplificado.

Estes inversores apresentam oito modos de operação como resumidos na Tabela 4.1 e na Figura 4.2. A relação de tensão das fontes ou da fonte e capacitor determina a quantidade de níveis de tensão diferentes na saída, assim há dois casos a serem considerados para obter níveis distribuídos uniformemente:

- Caso I ( $V_2 = V_{1,x}$ ): Desta maneira opera o D3NSU e são gerados cinco níveis de tensão na saída, onde  $\pm V_{1,x}$  possuem um único modo,  $\pm V_{1,x}/2$  têm um dois modos cada, e 0 têm dois modos.
- Caso II ( $V_2 = (2/3)V_{1,x}$ ): Nesta configuração trabalha o D4NSU e são produzidos sete níveis, onde todos os níveis tem um único modo exceto 0 que têm dois.

Modo	$S_{a11}$	$S_{a21}$	$S_{a22}$	$v_{a10}$	$v_{a20}$	$v_{md} = v_{a1a2}/2$	$v_{mc} \approx v_{a0}$
$P_1$	1	0	0	$V_1$	$V_1$	0	$V_1$
$P_2$	1	1	0	$V_1$	$V_1 - V_2$	$V_2/2$	$V_1 - V_2/2$
$P_3$	1	0	1	$V_1$	$-V_1 + V_2$	$V_1 - V_2/2$	$V_2/2$
$O$	1	1	1	$V_1$	$-V_1$	$V_1$	0
$O$	0	0	0	$-V_1$	$V_1$	$-V_1$	0
$N_3$	0	1	0	$-V_1$	$V_1 - V_2$	$-V_1 + V_2/2$	$-V_2/2$
$N_2$	0	0	1	$-V_1$	$-V_1 + V_2$	$-V_2/2$	$-V_1 + V_2/2$
$N_1$	0	1	1	$-V_1$	$-V_1$	0	$-V_1$

Tabela 4.1. Modos de operação para o D4NSU e D3NSU.

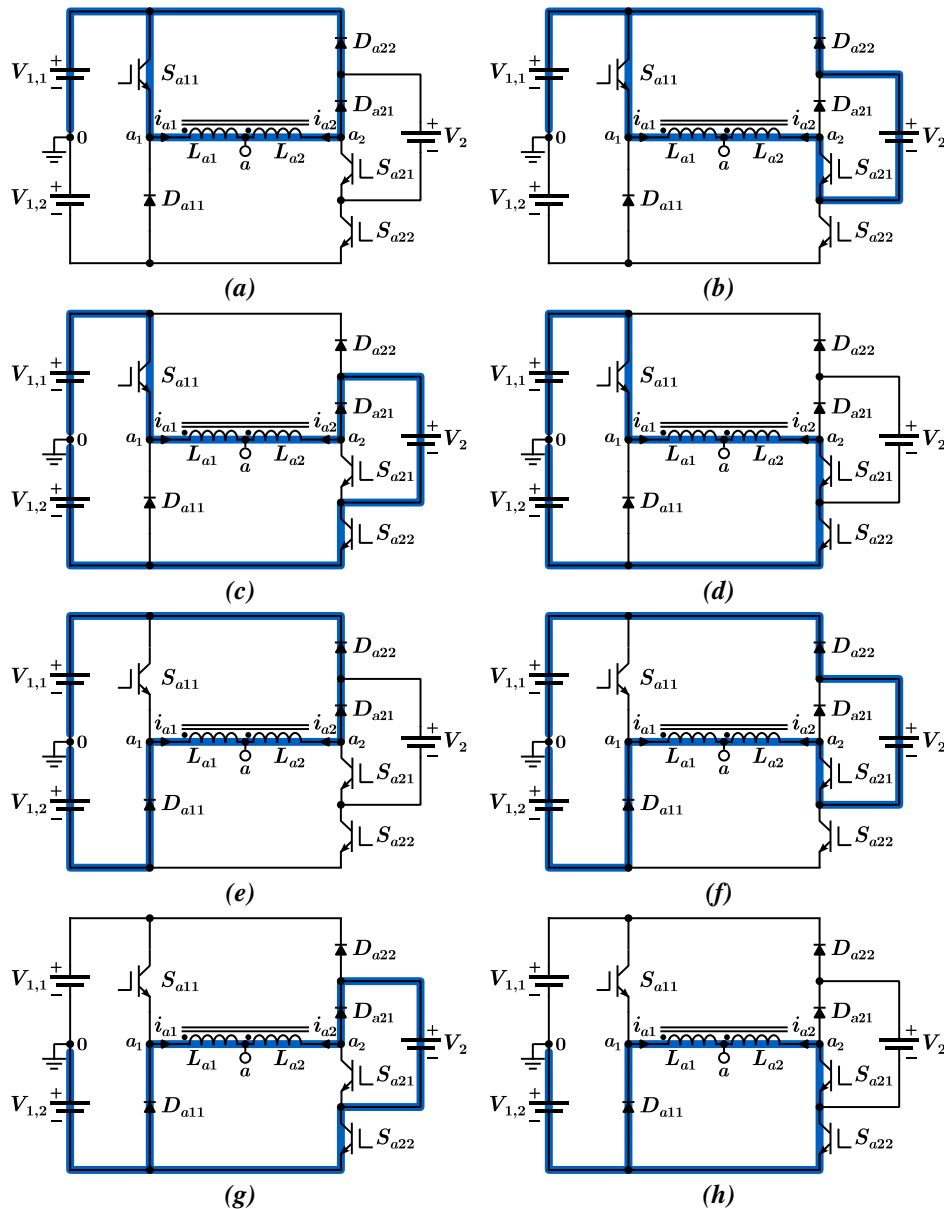


Figura 4.2. Estados de chaveamento do D4NSU e D3NSU.

Ao contrario da topologia O4NSU, nas topologias de IAAD com saída única os dispositivos semicondutores não suportam tensões superiores à do barramento como salientado na Figura 4.3. Além disso, as tensões máximas de polo são iguais pelo que é fácil estabelecer uma corrente de modo diferencial constante ainda com indutores acoplados pequenos. Desta maneira, as topologias de IAAD com saída única operam semelhantemente a forma de operar das topologias propostas em [28], [42], [50].

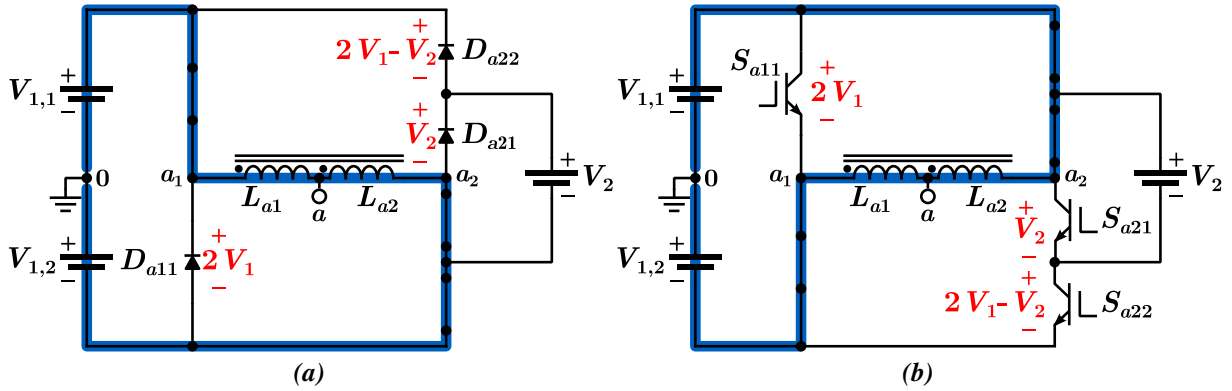


Figura 4.3. Tensões de bloqueio da topologia D4NSU. (a) Diodos. (b) Chaves.

As funções de chaveamento para as tensões de polo ( $v_{a10}$  e  $v_{a20}$ ) são as seguintes:

$$v_{a10} = (2q_{a11} - 1)V_1 \quad (4.1)$$

$$v_{a20} = (1 - 2q_{a22})V_1 - (q_{a21} - q_{a22})V_2 \quad (4.2)$$

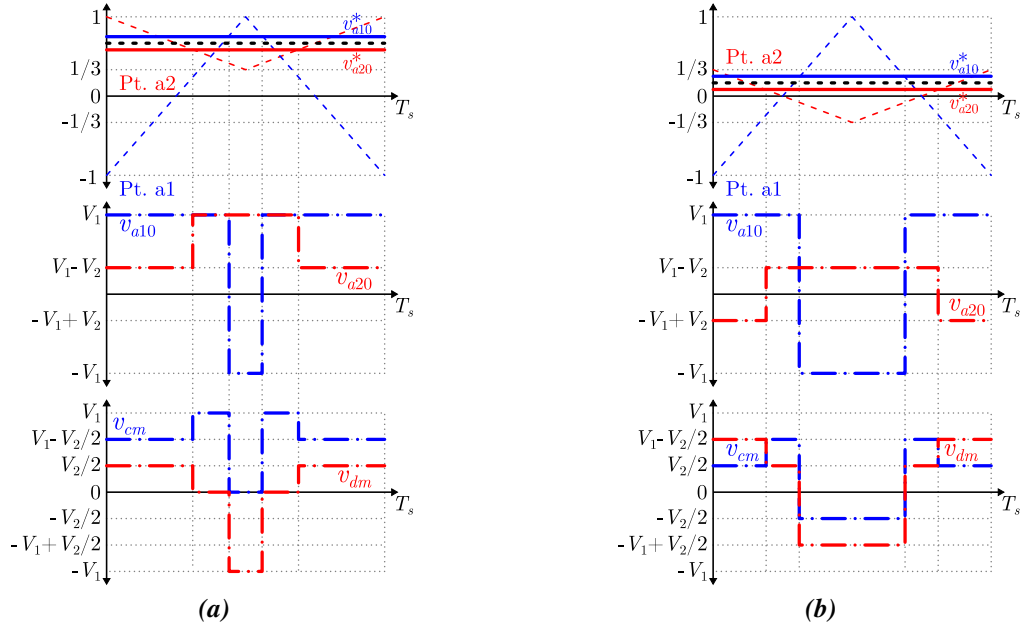
onde,  $q_{a11}$ ,  $q_{a21}$  e  $q_{a22}$  são variáveis binárias que representam os estados das chaves  $S_{a11}$ ,  $S_{a21}$  e  $S_{a22}$ , respectivamente. Agora, a expressão da tensão de saída é aproximadamente:

$$v_{a0} \approx v_{mc} = \frac{v_{a10} + v_{a20}}{2} = \frac{2(q_{a11} - q_{a22})V_1 - (q_{a21} - q_{a22})V_2}{2} \quad (4.3)$$

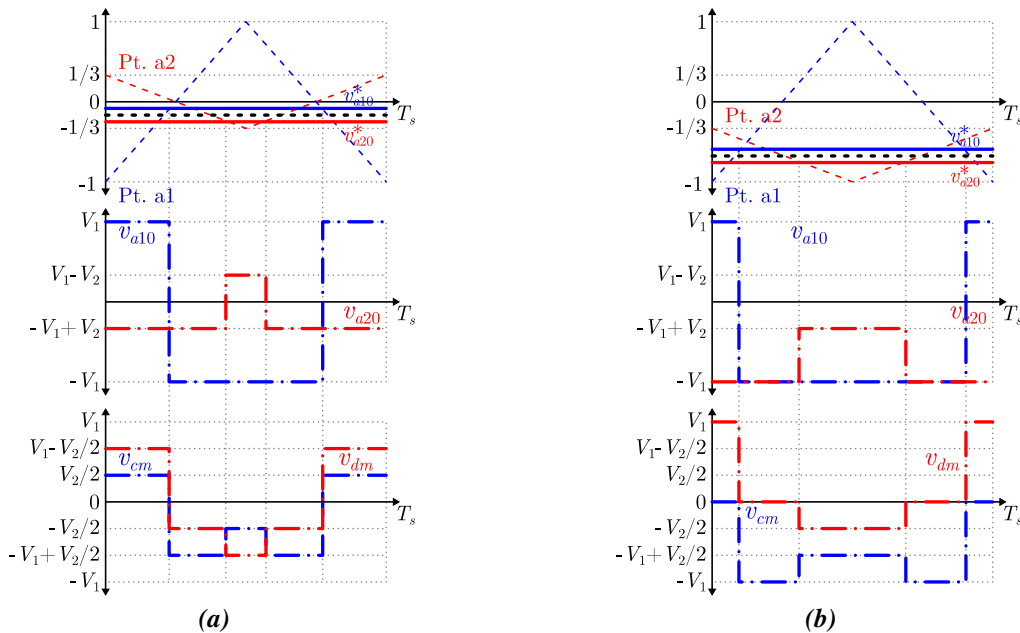
#### 4.2.1. Estratégia PWM do D4NSU

Assumindo as tensões de referência da equação (2.40), a técnica de modulação para esta topologia utiliza uma única portadora com fase de  $0^\circ$  para modular o braço  $a_1$  e três portadoras simétricas deslocadas em nível com defasagem de  $180^\circ$  para o braço  $a_2$  como apresentado na Figura 4.4 e na Figura 4.5. De novo, os vetores são selecionados segundo uma

tabela de pesquisa em função do índice de modulação como nos inversores apresentados previamente.



**Figura 4.4.** Formas de onda da modulação do D4NSU com  $v_{a0} \geq 0$ . Da cima para baixo: referências de tensão e portadoras normalizadas à tensão máxima de polo; tensões de polo; tensão de modo comum e modo diferencial. a)  $1/3 \leq m_a \leq 1.0$ . b)  $0 \leq m_a \leq 1/3$ .

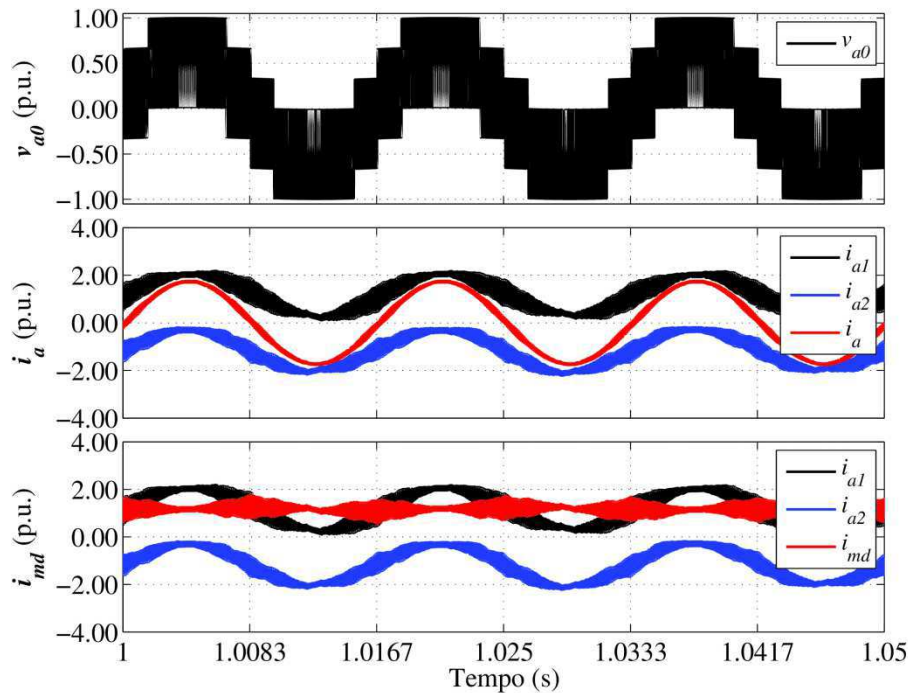


**Figura 4.5.** Formas de onda da modulação do D4NSU com  $v_{a0} < 0$ . Da cima para baixo: referências de tensão e portadoras normalizadas à tensão máxima de polo; tensões de polo; tensão de modo comum e modo diferencial. a)  $0 \leq m_a \leq 1/3$ . b)  $1/3 \leq m_a \leq 1.0$ .

### 4.2.1. Resultados de simulação do D4NSU

Na Figura 4.6 e na Figura 4.7, mostram-se os resultados da simulação da topologia D4NSU. Observa-se que a estratégia de modulação desenvolvida produz uma tensão de saída sem chaveamento entre níveis consecutivos, pela falta de estados redundantes e impossibilidade de grampear o braço  $a_1$ , que implica uma corrente de modo diferencial não constante. Além disso, a corrente do braço  $a_1$  apresenta uma maior ondulação, por ser maior a transição da tensão de polo desse braço.

Na simulação em malha fechada da Figura 4.8, têm-se que tanto a corrente de saída quanto a corrente de modo diferencial respondem rapidamente às mudanças na referência, validando a modelagem e a estratégia de controle propostas.



**Figura 4.6. Resultados de simulação em malha aberta da topologia D4NSU. Da cima para baixo. Eixo um: tensão de saída. Eixo dois: corrente de saída e nos braços. Eixo três: corrente de modo diferencial e nos braços.**

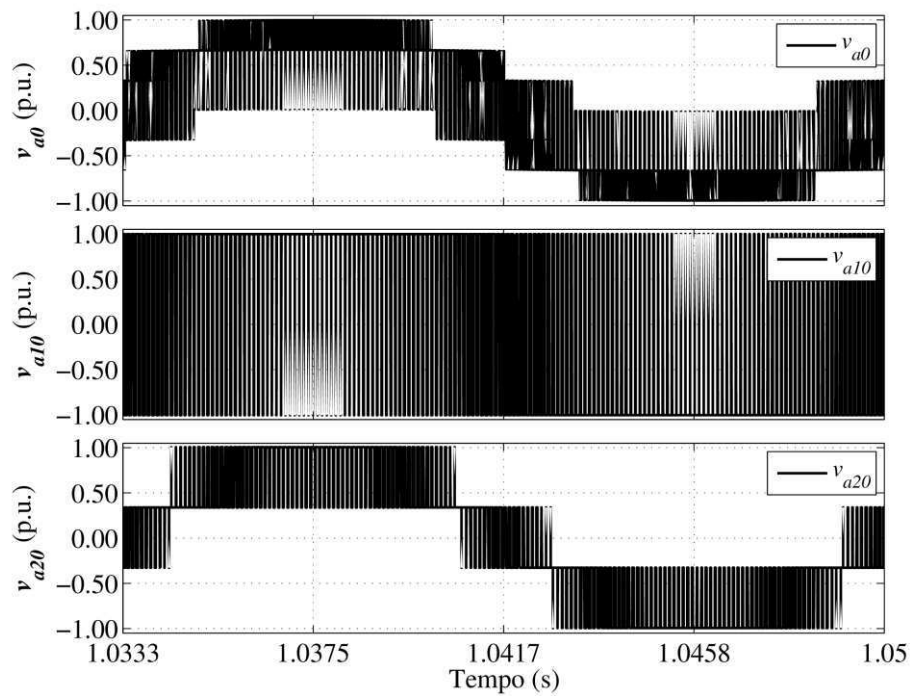


Figura 4.7. Resultados de simulação em malha aberta da topologia D4NSU. Da cima para baixo. Eixo um: tensão de saída. Eixo dois: tensão de polo,  $v_{a10}$ . Eixo três: tensão de polo,  $v_{a20}$ .

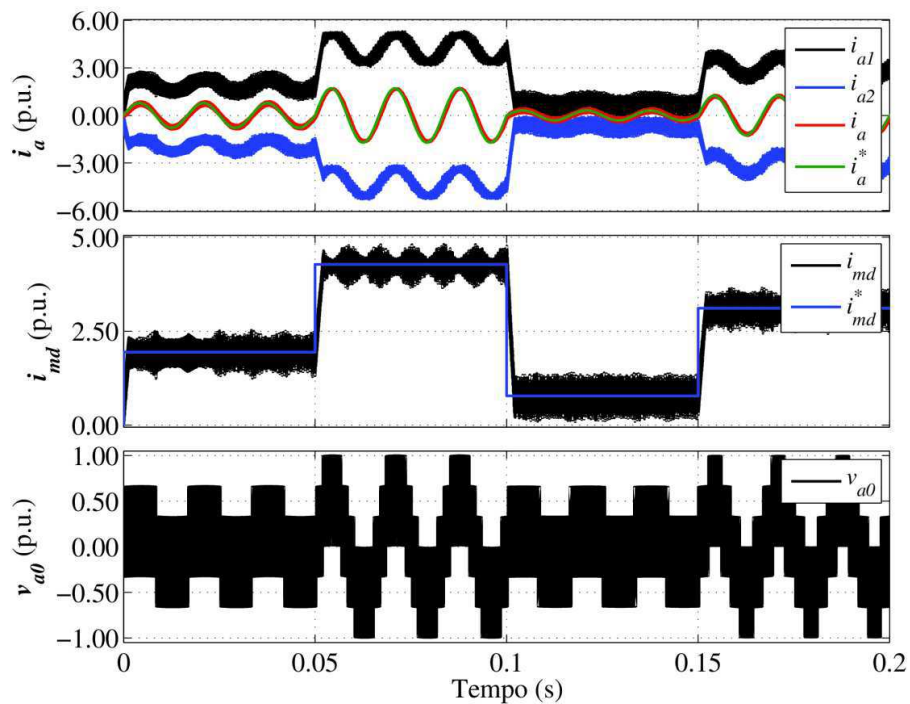


Figura 4.8. Resultados simulação em malha fechada da topologia D4NSU. Da cima para baixo. Eixo um: correntes nos braços do indutor acoplado e corrente de saída. Eixo dois: corrente de modo diferencial. Eixo três: tensão de saída.

### 4.2.2. Estratégia PWM convencional do D3NSU (PWM-C)

A estratégia PWM usada para o D3NSU é mais convencional do que as apresentadas anteriormente e usa três portadoras com uma mesma frequência e deslocadas em fase (do inglês, *Phase-Shift Carrier*) como salientado na Figura 4.9(a), onde a portadora da chave  $S_{a21}$  tem fase de  $0^\circ$  e a da chave  $S_{a22}$  esta defasada  $180^\circ$ . Para equilibrar a tensão do capacitor flutuante, tem-se que garantir que os tempos de carga e descarga sejam os mesmos. Assim, as referências são mantidas iguais durante dois períodos de chaveamento fazendo a fase da portadora do braço  $a_1$  mudar de  $90^\circ$  no primeiro período para  $270^\circ$  no segundo. As formas de onda usando este esquema de modulação são apresentadas na Figura 4.9(b-c) e observa-se que a tensão de modo comum tem um comportamento harmônico pobre pela sua variação entre níveis não consecutivos para índices de modulação baixos.

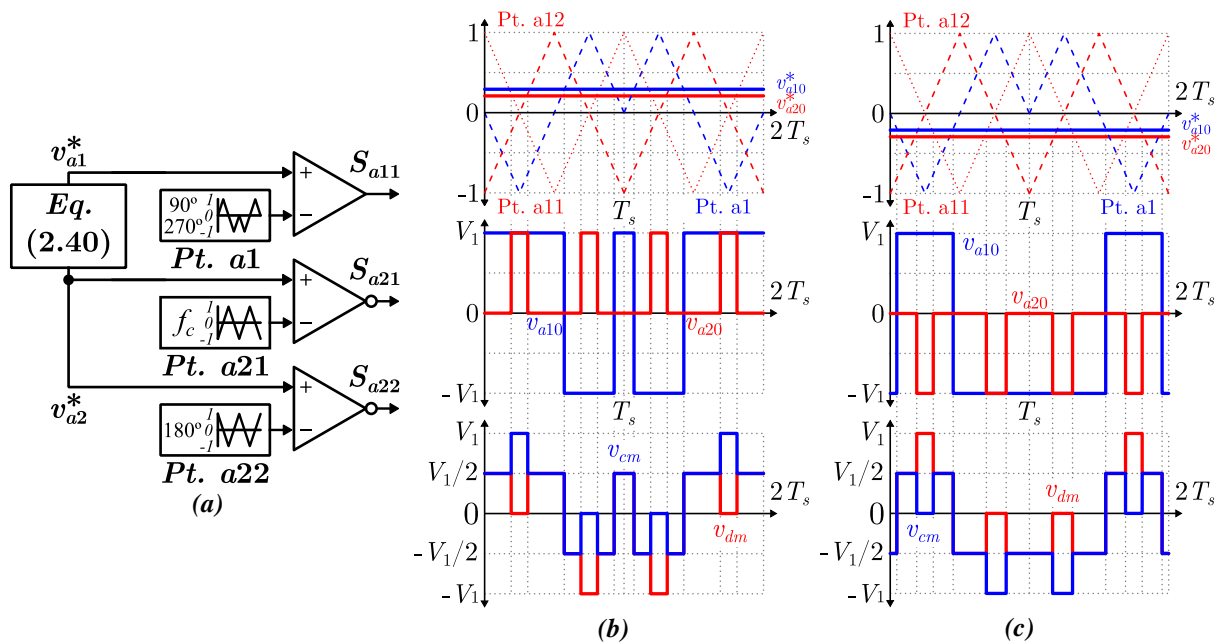


Figura 4.9. (a) Modulador PWM do D3NSU. Formas de onda da estratégia de modulação convencional do D3NSU com  $0 \leq m_a \leq 0.5$ . Da cima para baixo: referências de tensão e portadoras normalizadas à tensão máxima de polo; tensões de polo; tensão de modo comum e modo diferencial. b)  $v_{a0} > 0$ . c)  $v_{a0} < 0$ .



### **4.2.1. Resultados de simulação e experimentais do D3NSU com modulação convencional**

Os resultados da simulação da topologia D3NSU com modulação convencional em malha aberta são mostrados da Figura 4.10 até a Figura 4.13. Contrastando com a topologia D4NSU, evidencia-se que as ondulações na corrente de saída e na corrente de modo diferencial são maiores, pelo que o valor pico a pico das correntes nos braços da D3NSU é de 3 p.u., ou seja, 50% maiores. Isto diretamente foi refletido nas perdas que ficaram em torno à mesma proporção.

Na Figura 4.12, a carga do capacitor partindo de 0 p.u. é salientada junto com o forma de onda da tensão de saída. Desta maneira, percebe-se que a estratégia de modulação escolhida permite o balanceamento natural, o que é a estabilização de tensão do capacitor sem recorrer a controles de malha fechada. Também, nota-se que para operar esta topologia as chaves precisam estar chaveando durante o tempo todo do período do sinal de saída.

A estratégia de controle em malha fechada para as correntes de saída e de modo diferencial também demonstrou ter uma velocidade de resposta adequada e garantir erro de estado nulo ao mesmo tempo em que o capacitor permanece carregado no seu valor projetado como ilustrado na Figura 4.13.

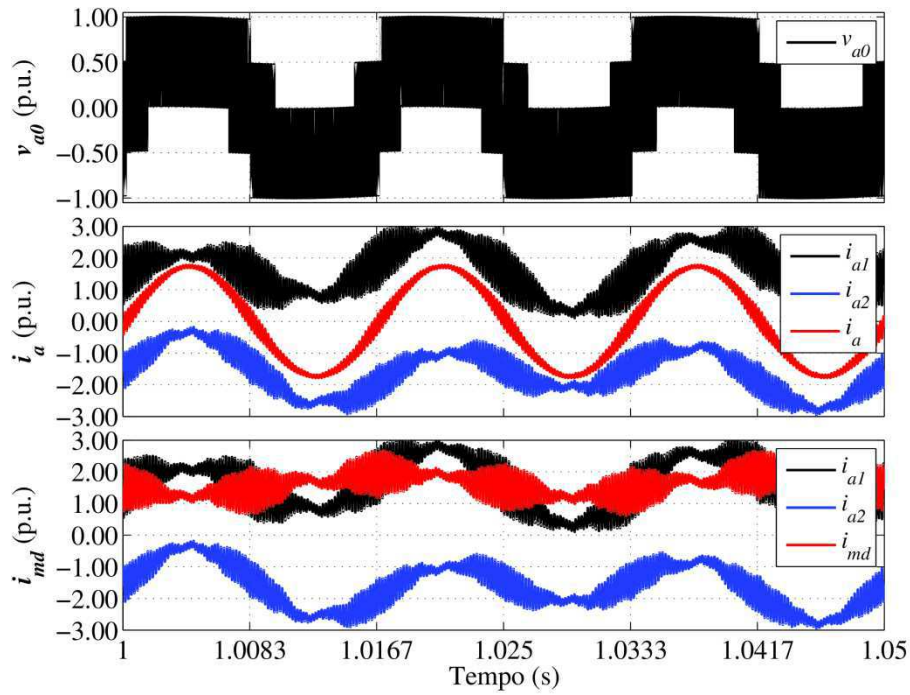


Figura 4.10. Resultados de simulação em malha aberta da topologia D3NSU com PWM-C. Da cima para baixo. Eixo um: tensão de saída. Eixo dois: corrente de saída e nos braços. Eixo três: corrente de modo diferencial e nos braços.

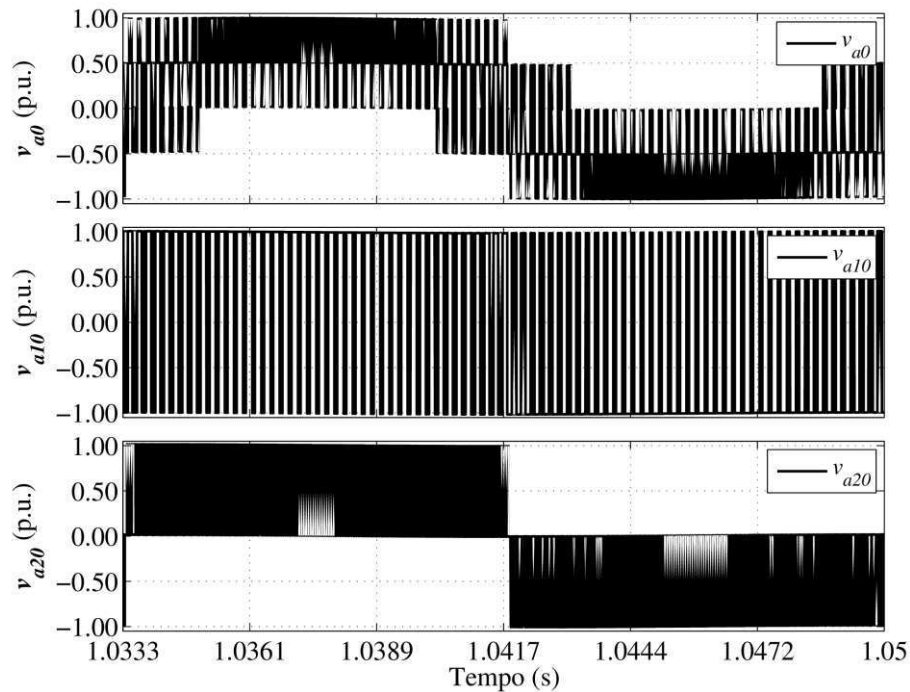
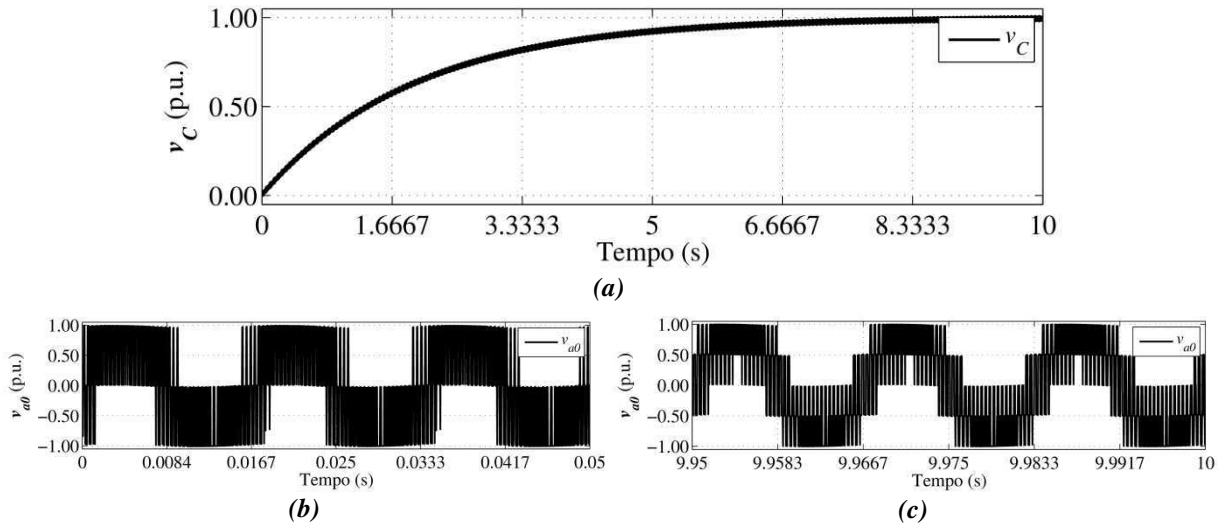
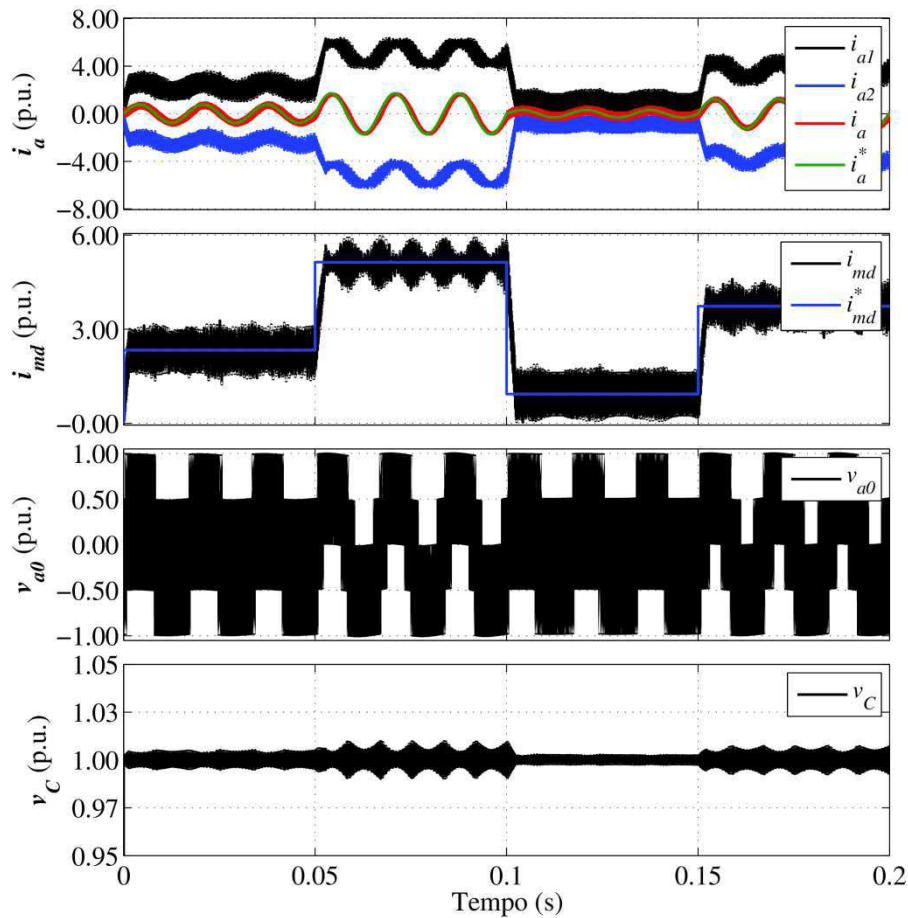


Figura 4.11. Resultados de simulação em malha aberta da topologia D3NSU com PWM-C. Da cima para baixo. Eixo um: tensão de saída. Eixo dois: tensão de polo,  $v_{a10}$ . Eixo três: tensão de polo,  $v_{a20}$ .



**Figura 4.12.** Resultados de simulação em malha aberta da topologia D3NSU com PWM-C. (a) Curva de carga do capacitor flutuante. (b) Tensão de saída para  $0 \leq t \leq 0.05$ . (c) Tensão de saída para  $4.45 \leq t \leq 4.5$ .



**Figura 4.13.** Resultados simulação em malha fechada da topologia D3NSU com PWM-C. Da cima para baixo. Eixo um: correntes nos braços do indutor acoplado e corrente de saída. Eixo dois: corrente de modo diferencial. Eixo três: tensão de saída.

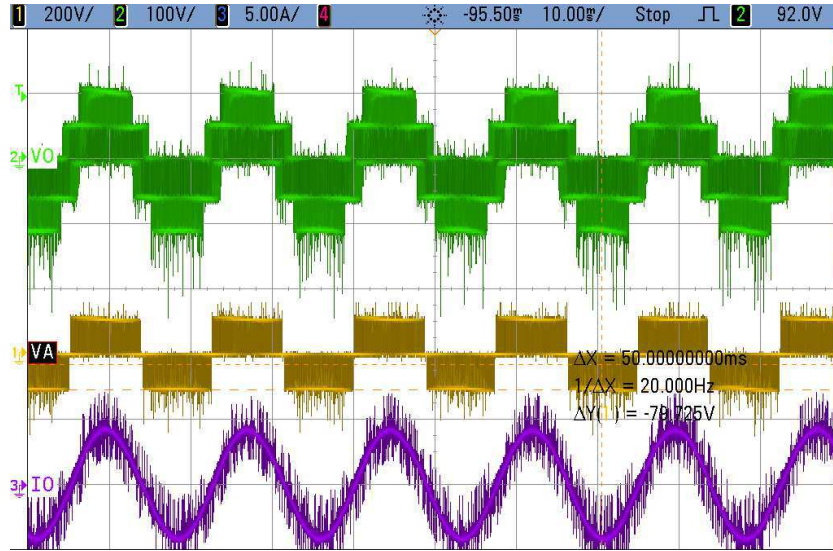


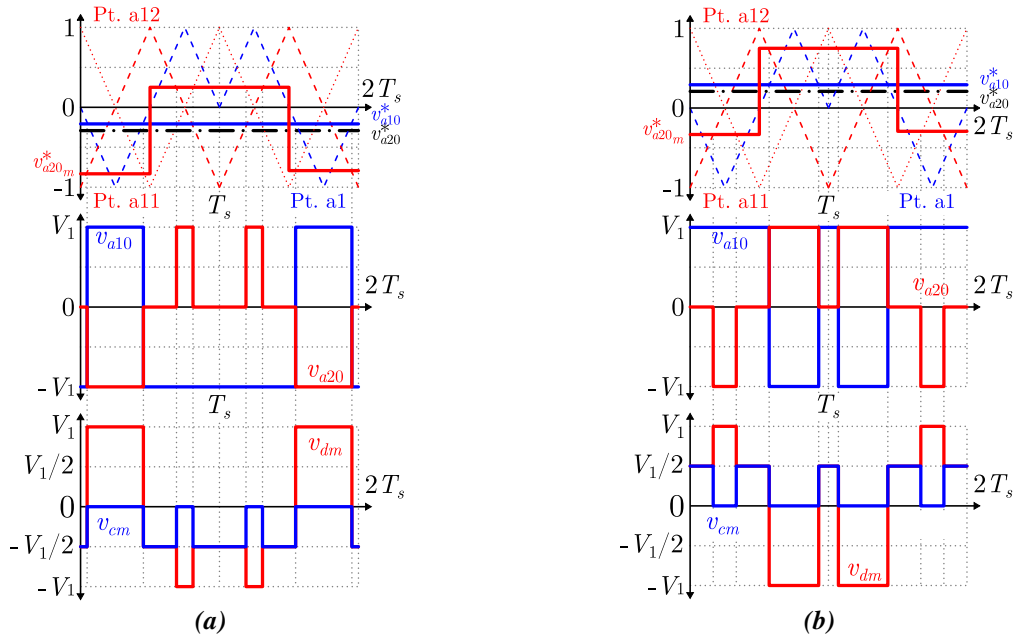
Figura 4.14. Resultados experimentais em malha aberta da topologia D3NSU com PWM-C. Da cima para baixo: tensão de saída, tensão de polo  $v_{a20}$ , e corrente de saída.

#### 4.2.2. Estratégia PWM modificada do D3NSU (PWM-M)

Uma alternativa para aprimorar o chaveamento do D3NSU consiste em mudar a referência do braço  $a_2$  de tal forma que seja  $v_{a10} = +V_1$  quando  $v_{a20} = -V_1$  e a tensão de referência for positiva e vice-versa para a tensão de referência quando negativa. Portanto, o chaveamento se dá só entre níveis contíguos para  $m_a < 0.5$ , sempre tendo em consideração que devem ser respeitadas as condições fixadas na seção 2.4.

Para obter a expressão genérica da nova referência do braço  $a_2$  se considera o caso da Figura 4.15(a), onde se percebe que o braço  $a_1$  só comuta durante os intervalos  $0 < t \leq T_s/2$  e  $3T_s/2 < t \leq 2T_s$ , pelo que a referência do braço  $a_2$  tem de ser igual a  $-1 - v_{a10}^*$  nestes intervalos para que as comutações dos dois braços se produzam no mesmo instante evitando que a tensão de modo comum se torne positiva, pois  $v_{a20}$  é igual  $-V_1$  sempre que  $v_{a10}$  for  $+V_1$  fazendo que  $v_{mc} \leq 0$  durante o período de chaveamento todo. Para que esta compensação não provoque um aumento na corrente de modo diferencial e distorção na tensão de saída, durante o intervalo  $T_s/2 < t \leq 3T_s/2$  deve se somar um valor igual a subtraído previamente. Desta maneira, tem-se que a nova tensão de referência do braço  $a_2$  é dada pela seguinte expressão:

$$v_{a20m}^* = \begin{cases} v_{a20}^* - (1 - 2|\text{sen}(\omega_o t)|) & 0 \leq t < T_s/2 \wedge 3T_s/2 \leq t \leq 2T_s \\ v_{a20}^* + (1 - 2|\text{sen}(\omega_o t)|) & T_s/2 \leq t < 3T_s/2 \end{cases} \quad (4.4)$$



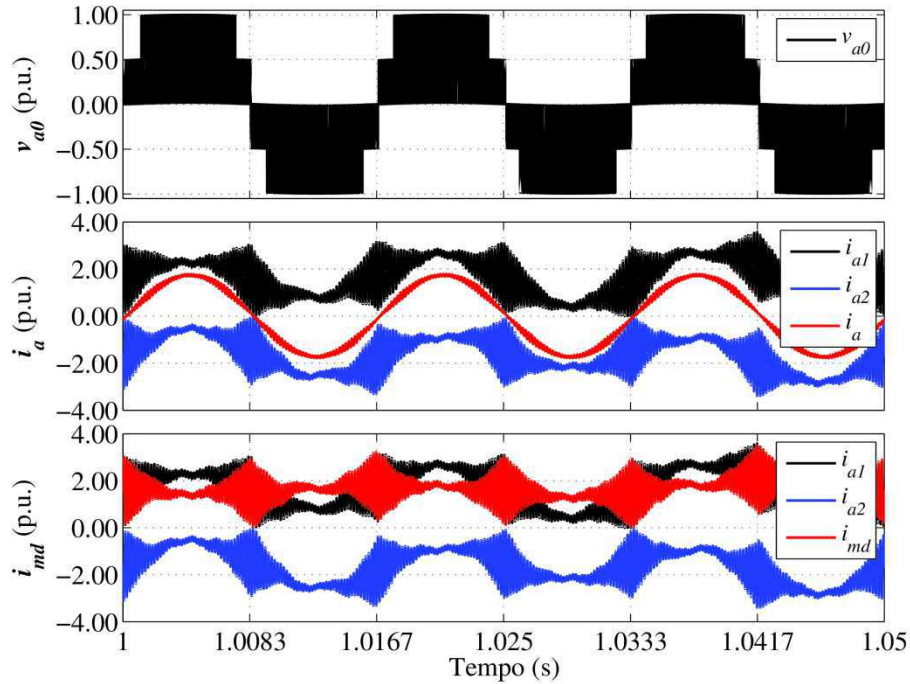
**Figura 4.15.** Formas de onda da estratégia de modulação convencional do D3NSU com  $0 \leq m_a \leq 0.5$ . Da cima para baixo: referências de tensão e portadoras normalizadas à tensão máxima de polo; tensões de polo; tensão de modo comum e modo diferencial. a)  $v_{a0} > 0$ . b)  $v_{a0} < 0$ .

### 4.2.1. Resultados de simulação do D3NSU com modulação modificada

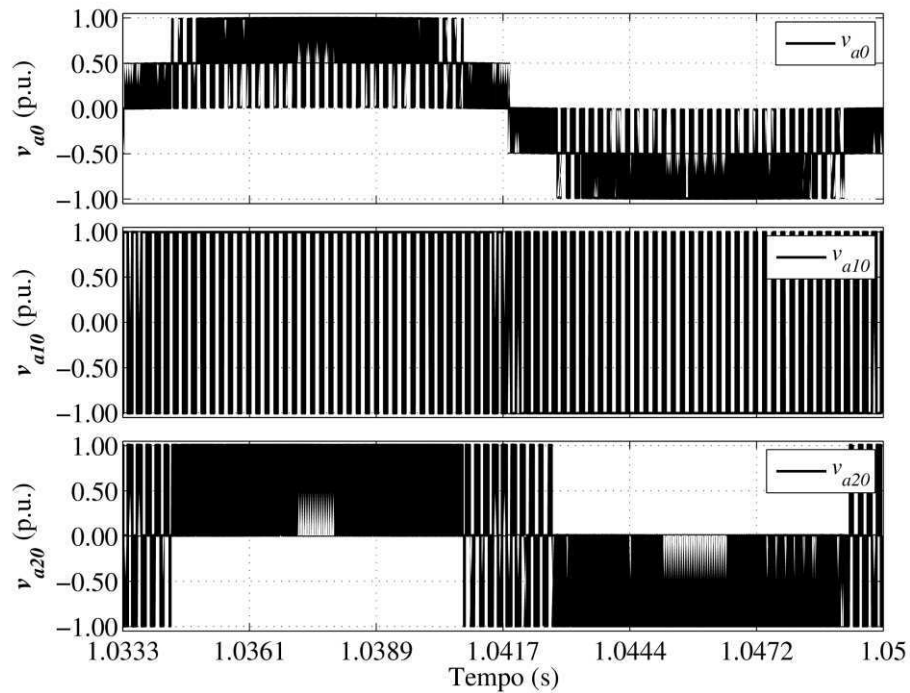
Os resultados da simulação da topologia D3NSU com modulação melhorada em malha aberta são mostrados da Figura 4.16 até a Figura 4.19. Comparando com a modulação convencional, encontra-se que a tensão de saída na tem transições entre zero, ou seja no semiciclo positivo a tensão de saída sempre é positiva, e o mesmo se aplica para o semiciclo negativo. No entanto, impor esta condição de operação leva ao aumento da ondulação da corrente de modo diferencial, pois como observado na Figura 4.17, existe uma região onde o braço  $a_2$  chaveia entre +1 p.u. e -1 p.u. passando pelo zero.

Na Figura 4.18, constata-se que a esta estratégia de modulação também garante o balanceamento da tensão do capacitor flutuante sem precisar de uma malha de controle.

A estratégia de controle em malha fechada para as correntes de saída e de modo diferencial opera corretamente como salientado na Figura 4.19. Mas, a ondulação da tensão do capacitor flutuante é ligeiramente superior à do D3NSU com modulação convencional, pelo fato que  $K_{\Delta}$  tem ser fixado em um valor superior para não atingir o modo de condução descontinua.



**Figura 4.16.** Resultados de simulação em malha aberta da topologia D3NSU com PWM-M. Da cima para baixo. Eixo um: tensão de saída. Eixo dois: corrente de saída e nos braços. Eixo três: corrente de modo diferencial e nos braços.



**Figura 4.17.** Resultados de simulação em malha aberta da topologia D3NSU com PWM-M. Da cima para baixo. Eixo um: tensão de saída. Eixo dois: tensão de polo,  $v_{a10}$ . Eixo três: tensão de polo,  $v_{a20}$ .

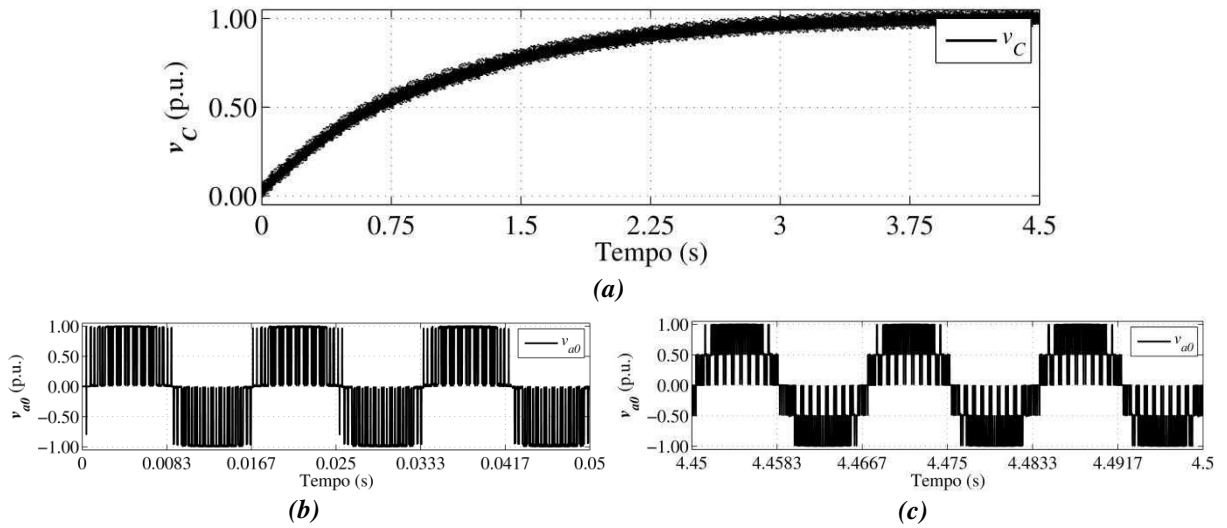


Figura 4.18. Resultados de simulação em malha aberta da topologia D3NSU com PWM-M. (a) Curva de carga do capacitor flutuante. (b) Tensão de saída para  $0 \leq t \leq 0.05$ . (c) Tensão de saída para  $4.45 \leq t \leq 4.5$ .

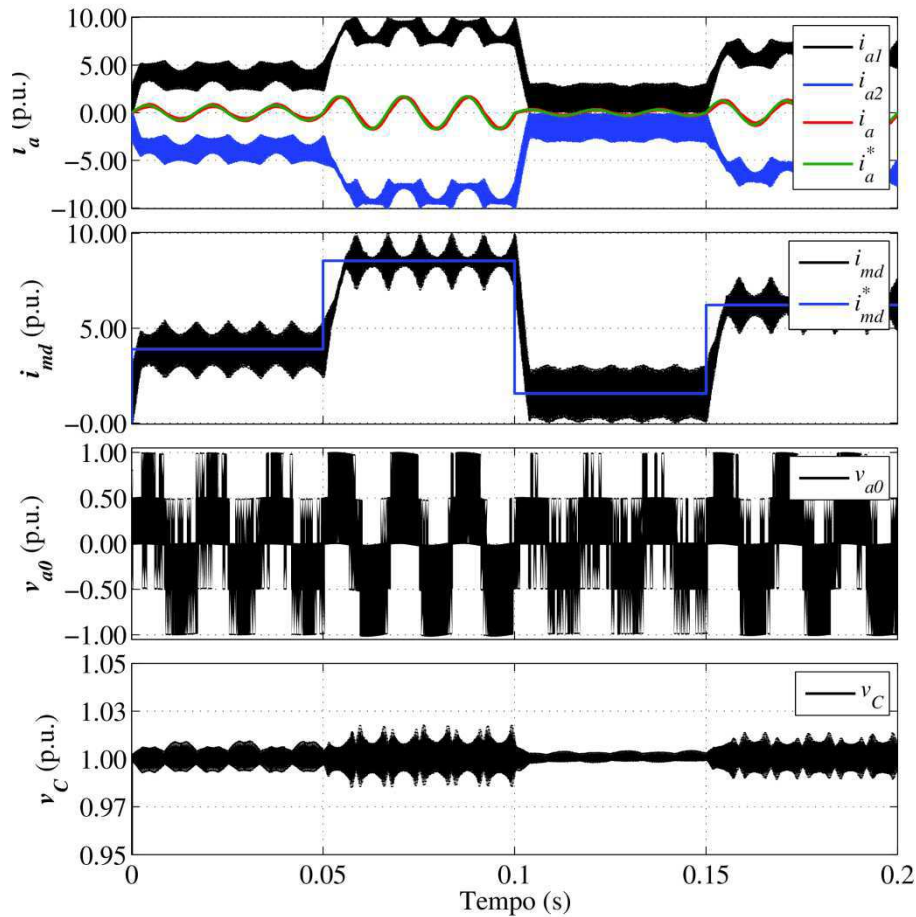


Figura 4.19. Resultados simulação em malha fechada da topologia D3NSU com PWM-M. Da cima para baixo. Eixo um: correntes nos braços do indutor acoplado e corrente de saída. Eixo dois: corrente de modo diferencial. Eixo três: tensão de saída.

### 4.3. Inversores assimétricos acoplados magneticamente diretos com saída diferencial

Os inversores assimétricos acoplados magneticamente diretos com saída diferencial substituem a referência de tensão fornecida pelas duas fontes no barramento por um braço dois níveis usando as chaves bidirecionais em corrente ( $S_{b1}, \bar{S}_{b1}$ ) ganhando assim um grau de liberdade e conseguindo aproveitar totalmente o barramento, mas perdendo a alta linearidade da forma de onda de saída pela necessidade de aplicar um tempo morto no acionamento do braço  $b$ . Além disso, o modelo destas topologias é diferente ao das topologias anteriores devido ao novo braço como salientado na Figura 4.20. Os inversores apresentados aqui são as versões diferenciais dos discutidos na seção anterior e segundo a notação escolhida chamados D4NSD e D3NSD. Nestas topologias, o ponto 0 é completamente virtual.

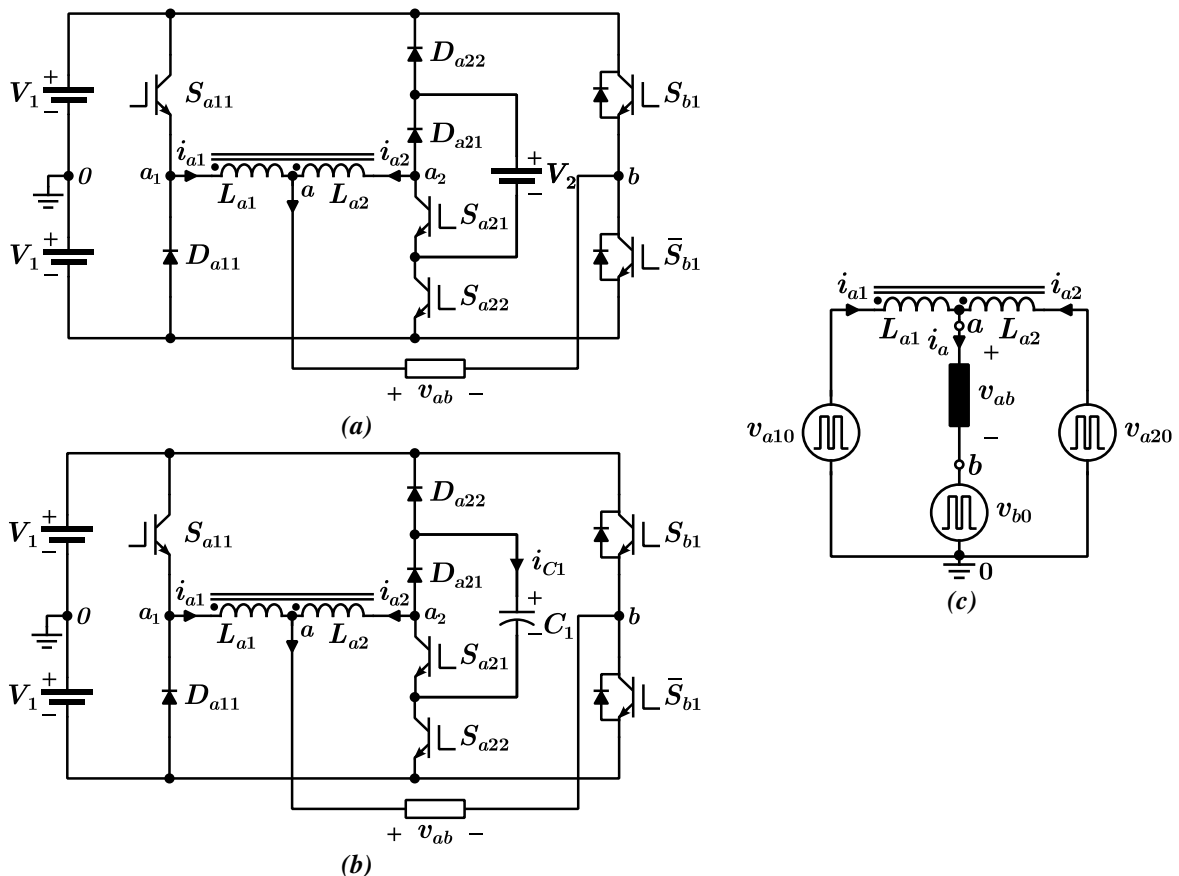


Figura 4.20. Diagrama esquemático. (a) Inversor assimétrico acoplado magneticamente direto de dois níveis e quatro níveis com saída diferencial – D4NSD. (b) Inversor assimétrico acoplado magneticamente direto de dois níveis e três níveis com saída diferencial – D3NSD. (c) Circuito equivalente simplificado.



Com referência às tensões de bloqueio desta topologia, deve-se mencionar que os dispositivos do braço *b* suportam  $2V_1$  quando não conduzem enquanto as outras já foram descritas na Figura 4.3.

Estes inversores apresentam 16 modos de operação como resumidos na Tabela 4.2 e na Figura 4.2. Para maximizar a quantidade de níveis distribuídos uniformemente, adotou-se que  $V_2 = (2/3)V_1$  o que permite obter uma tensão de saída com 13 níveis para o D4NSD e, no caso do D3NSD,  $V_2 = V_1$  conseguindo nove níveis.

Modo	$S_{a11}$	$S_{a21}$	$S_{a22}$	$S_{b1}$	$v_{a10}$	$v_{a20}$	$v_{mc} \approx v_{a0}$	$v_{b0}$	$v_{ab}$
$P_1$	1	0	0	0	$V_1$	$V_1$	$V_1$	$-V_1$	$2V_1$
$P_2$	1	1	0	0	$V_1$	$V_1 - V_2$	$V_1 - V_2/2$	$-V_1$	$2V_1 - V_2/2$
$P_3$	1	0	1	0	$V_1$	$-V_1 + V_2$	$V_2/2$	$-V_1$	$V_1 + V_2/2$
$P_4$	1	1	1	0	$V_1$	$-V_1$	0	$-V_1$	$V_1$
$P_5$	0	0	0	0	$-V_1$	$V_1$	0	$-V_1$	$V_1$
$P_6$	0	1	0	0	$-V_1$	$V_1 - V_2$	$-V_2/2$	$-V_1$	$V_1 - V_2/2$
$P_7$	0	0	1	0	$-V_1$	$-V_1 + V_2$	$-V_1 + V_2/2$	$-V_1$	$V_2/2$
$O$	0	1	1	0	$-V_1$	$-V_1$	$-V_1$	$-V_1$	0
$O$	1	0	0	1	$V_1$	$V_1$	$V_1$	$V_1$	0
$N_7$	1	1	0	1	$V_1$	$V_1 - V_2$	$V_1 - V_2/2$	$V_1$	$-V_2/2$
$N_6$	1	0	1	1	$V_1$	$-V_1 + V_2$	$V_2/2$	$V_1$	$-V_1 + V_2/2$
$N_5$	1	1	1	1	$V_1$	$-V_1$	0	$V_1$	$-V_1$
$N_4$	0	0	0	1	$-V_1$	$V_1$	0	$V_1$	$-V_1$
$N_3$	0	1	0	1	$-V_1$	$V_1 - V_2$	$-V_2/2$	$V_1$	$-V_1 - V_2/2$
$N_2$	0	0	1	1	$-V_1$	$-V_1 + V_2$	$-V_1 + V_2/2$	$V_1$	$-2V_1 + V_2/2$
$N_1$	0	1	1	1	$-V_1$	$-V_1$	$-V_1$	$V_1$	$-2V_1$

Tabela 4.2. Modos de operação para o D4NSD.

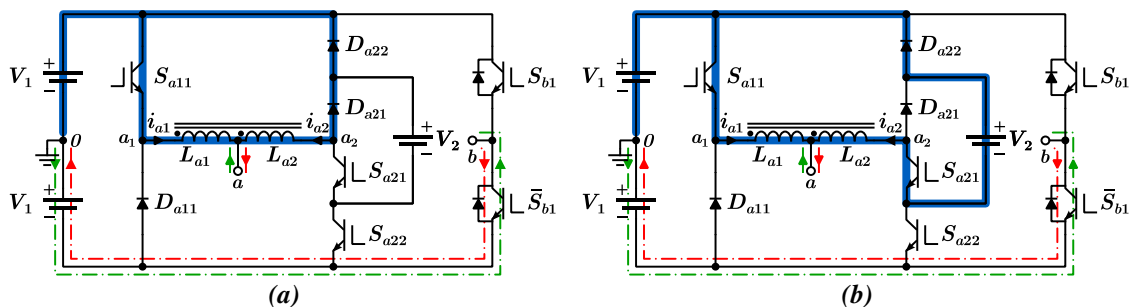


Figura 4.9. Modos de operação para o D4NSD (Continua).

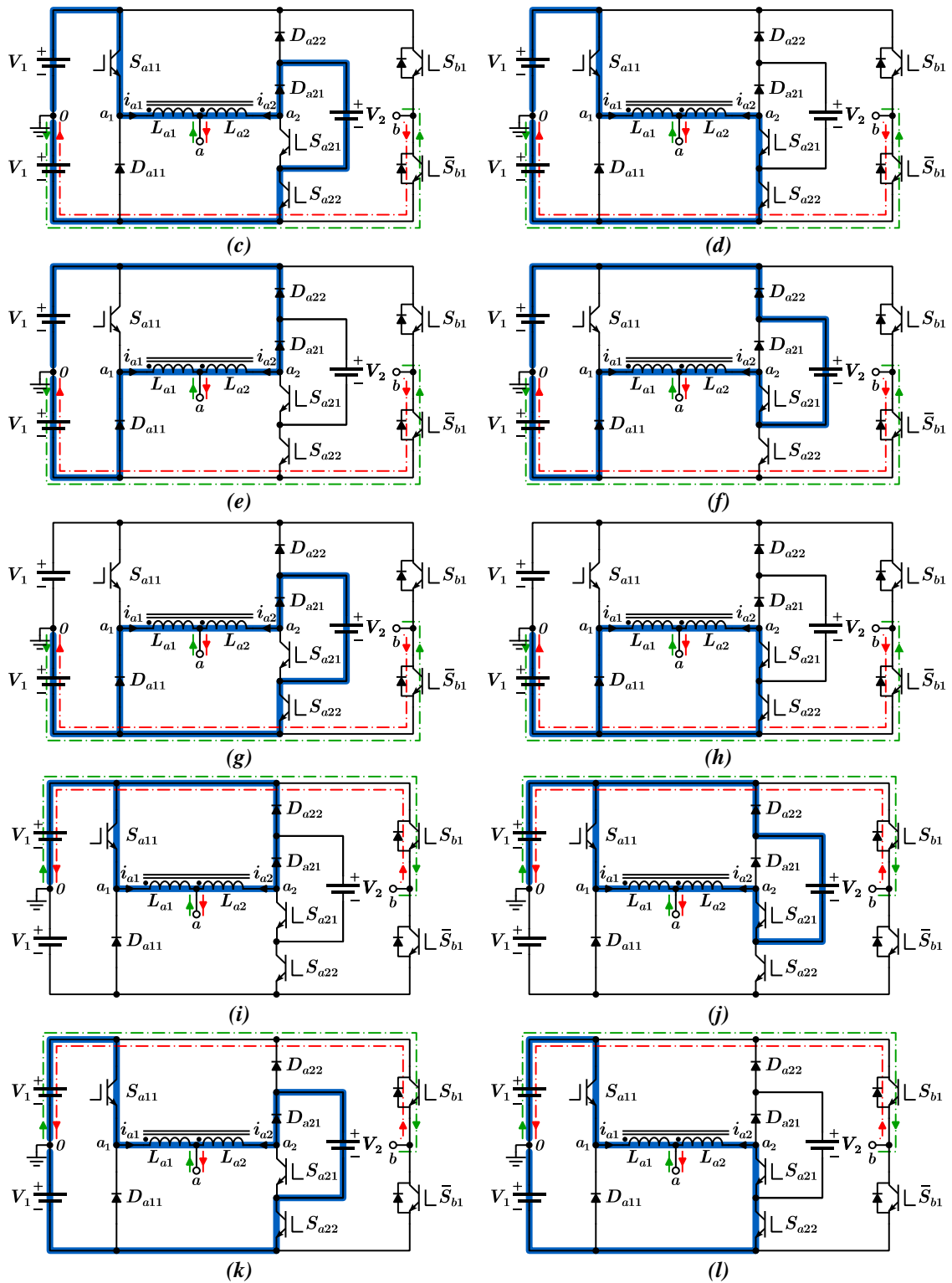


Figura 4.9. Modos de operação para o D4NSD (Continua).

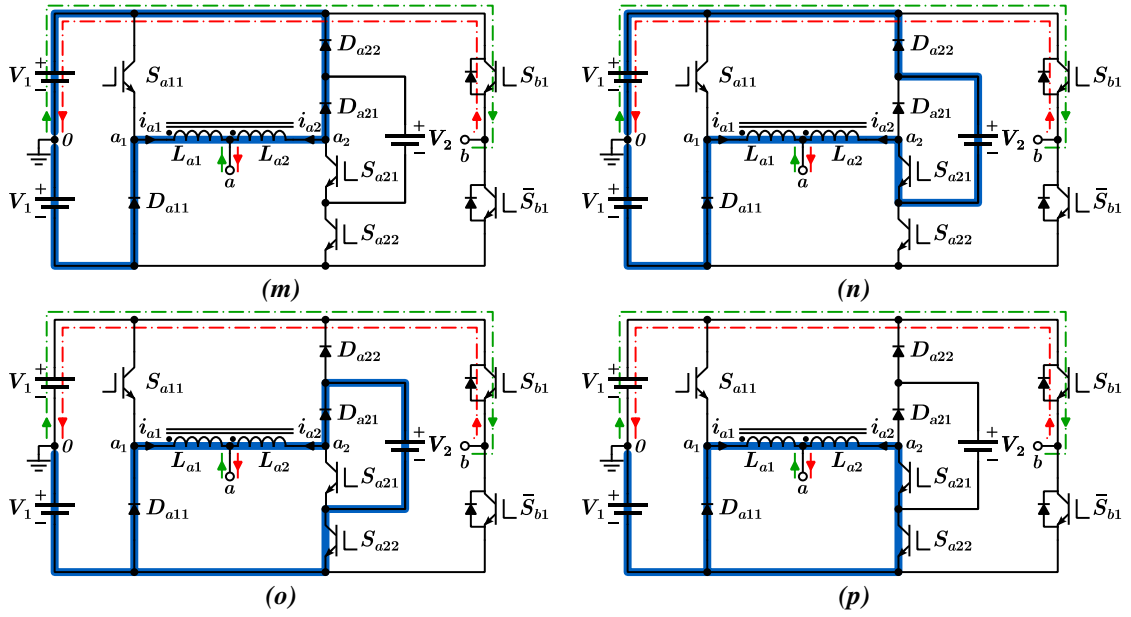


Figura 4.21. Modos de operação para o D4NSD.

A função de chaveamento desta topologia é mostrada a seguir:

$$\begin{aligned}
 v_{ab} = v_{a0} - v_{b0} &\approx \frac{v_{a10} + v_{a20}}{2} - v_{b0} \\
 &\approx \frac{2(q_{a11} - q_{a22})V_1 - (q_{a21} - q_{a22})V_2}{2} - (2q_{b1} - 1)V_1 \\
 &\approx (1 + q_{a11} - q_{a22} - 2q_{b1})V_1 - \frac{(q_{a21} - q_{a22})V_2}{2}
 \end{aligned} \quad (4.5)$$

onde,  $q_{a11}$ ,  $q_{a21}$ ,  $q_{a22}$  e  $q_{b1}$  são variáveis binárias que representam os estados das chaves  $S_{a11}$ ,  $S_{a21}$ ,  $S_{a22}$  e  $S_{b1}$ , respectivamente.

### 4.3.1. Estratégia PWM

A partir da Tabela 4.2, percebe-se que  $v_{b0}$  deve ser modulada na frequência da rede com uma defasagem de  $180^\circ$  com respeito a  $v_{a0}$ . Desta maneira, as tensões de referência dos braços do indutor acoplados são:

$$v_{a0}^* = \begin{cases} (2m_a \text{sen}(\omega_o t) - 1)V_1 & \text{sen}(\omega_o t) \geq 0 \\ (2m_a \text{sen}(\omega_o t) + 1)V_1 & \text{sen}(\omega_o t) < 0 \end{cases} \quad (4.6)$$

$$\begin{aligned}v_{a10}^* &= v_{a0}^* + m_0 V_1 \\v_{a20}^* &= v_{a0}^* - m_0 V_1\end{aligned}\tag{4.7}$$

No entanto, nas faixas  $(1 - m_0)V_1 < v_{a10}^* \leq V_1$  e  $-V_1 \leq v_{a10}^* < (-1 + m_0)V_1$ , os braços não podem sintetizar as tensões determinadas pela equação (4.7), já que requerem tensões ainda maiores à do barramento. Para eliminar esta condição de operação indesejável,  $m_0$  zera-se nestas faixas, o que não afeta a tensão de saída do inversor se as correntes  $i_{a1}$  e  $i_{a2}$  não atingirem zero. Assim, com valor de  $m_0$  fora dessa faixa, a frequência de chaveamento e o fator de potência da carga tornam-se ainda mais importantes para o correto funcionamento desta topologia. Por exemplo, para cargas puramente indutivas ou capacitivas apresenta-se um caso crítico, pois  $m_0$  é zero quando a corrente de um dos braços está mais próxima de zero. Embora, esta solução dependa em grande medida de vários parâmetros do inversor, ela é mais simples de implementar em um controlador digital do que a proposta em [51], onde a geração das tensões dos braços conectados aos indutores acoplados depende do estado das chaves para cada instante. Enfim, a estratégia de modulação das tensões  $v_{a10}$  e  $v_{a20}$  é a mesma explicada na seção 4.2.1 para o D4NSU e na seção 4.2.1.

### 4.3.1. Resultado da simulação do D4NSD

Na Figura 4.22, ilustram-se as principais formas de onda do D4NSD e se destaca a pouca ondulação da corrente de modo diferencial pela maior quantidade de níveis disponíveis na tensão de saída. Por sua vez, isto permite que as correntes nos braços sejam menores do que em outras das topologias proposta e, portanto, mantendo uma alta eficiência. A estratégia de modulação desenvolvida para esta topologia não afeta consideravelmente à corrente de modo diferencial, já que  $m_0$  é zerado na faixa próxima de zero do sinal de referência, para evitar transições abruptas entre níveis positivos e negativos na tensão de saída.

Enfim, consta-se que a estratégia de controle em malha fechada para as correntes de saída e de modo diferencial opera corretamente, e rejeita a perturbação inserida pela tensão do braço  $b$  como foi inicialmente considerado.

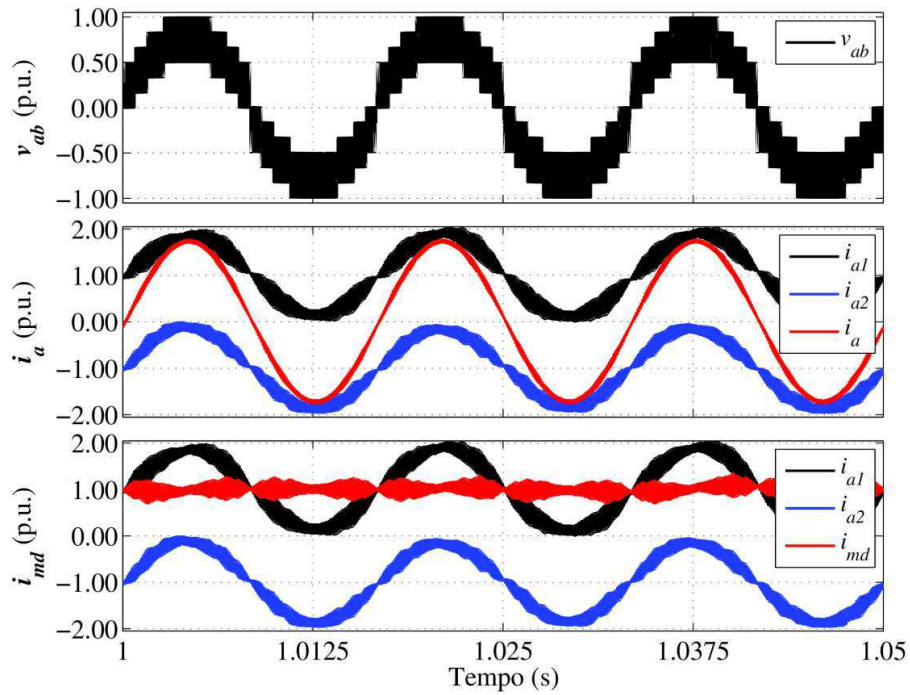


Figura 4.22. Resultados de simulação em malha aberta da topologia D4NSD. Da cima para baixo. Eixo um: tensão de saída. Eixo dois: corrente de saída e nos braços. Eixo três: corrente de modo diferencial e nos braços.

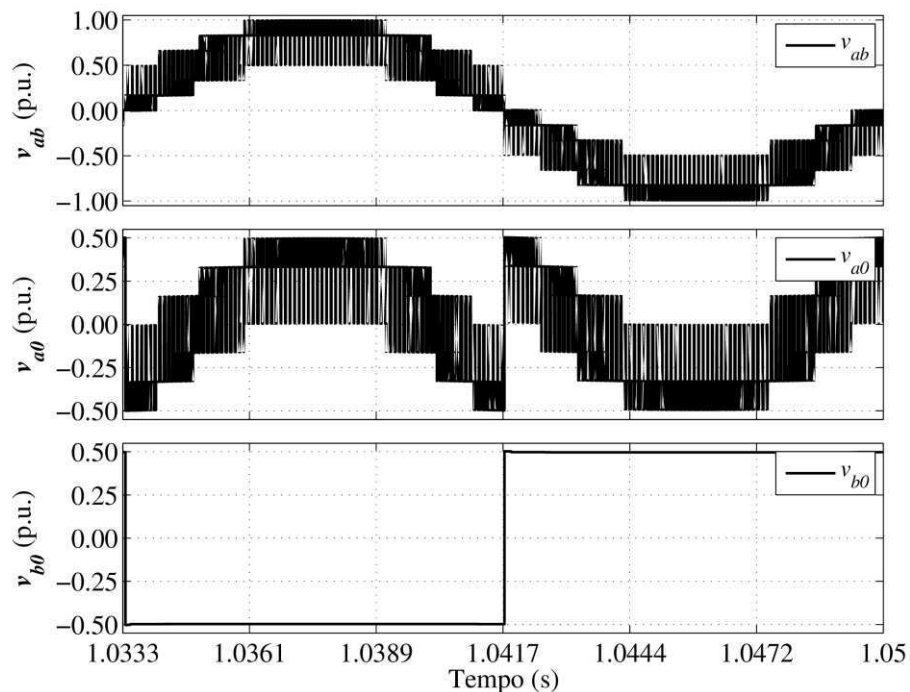
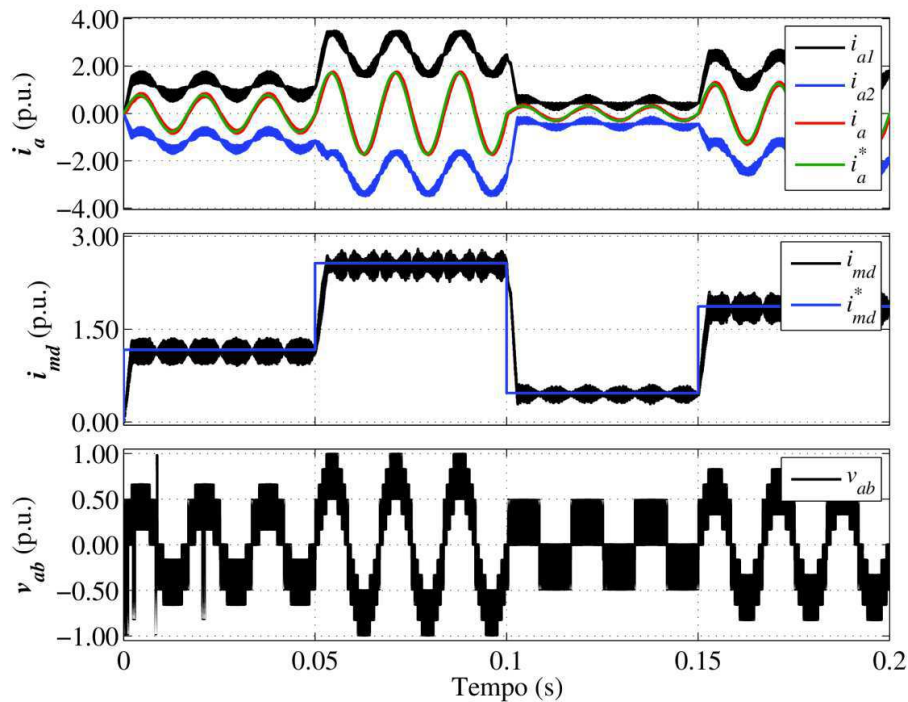


Figura 4.23. Resultados de simulação em malha aberta da topologia D4NSD. Da cima para baixo. Eixo um: tensão de saída. Eixo dois: tensão de polo,  $v_{a0}$ . Eixo três: tensão de polo,  $v_{b0}$ .



**Figura 4.24.** Resultados simulação em malha fechada da topologia D3NSD. Da cima para baixo. Eixo um: correntes nos braços do indutor acoplado e corrente de saída. Eixo dois: corrente de modo diferencial. Eixo três: tensão de saída.

### 4.3.2. Resultados de simulação do D3NSD

Da mesma maneira que com a topologia anterior, no D3NSD a ondulação da corrente de modo diferencial também se consegue manter baixa, evitando o aumento nas perdas como ilustrado na Figura 4.25. No entanto, a redução do chaveamento em duas chaves não foi lograda, já que é necessária para manter equilibrada a tensão do capacitor flutuante como mostrado na Figura 4.26 até a Figura 4.27. Devido a que a topologia oferece uma saída diferencial, o capacitor nesta topologia pode ser projetado tal que suporte só a metade da tensão do que as topologias com saída única.

Os controladores da corrente de saída e da corrente de modo diferencial novamente demonstraram ser o suficientemente robustos para rastrear suas respectivas referências de forma rápida (um semiciclo) e garantir erro de estado estacionário zero. Além disso, nota-se que a estratégia de controles não afeta o balanceamento da tensão do capacitor flutuante, sendo sua ondulação quase desprezível.

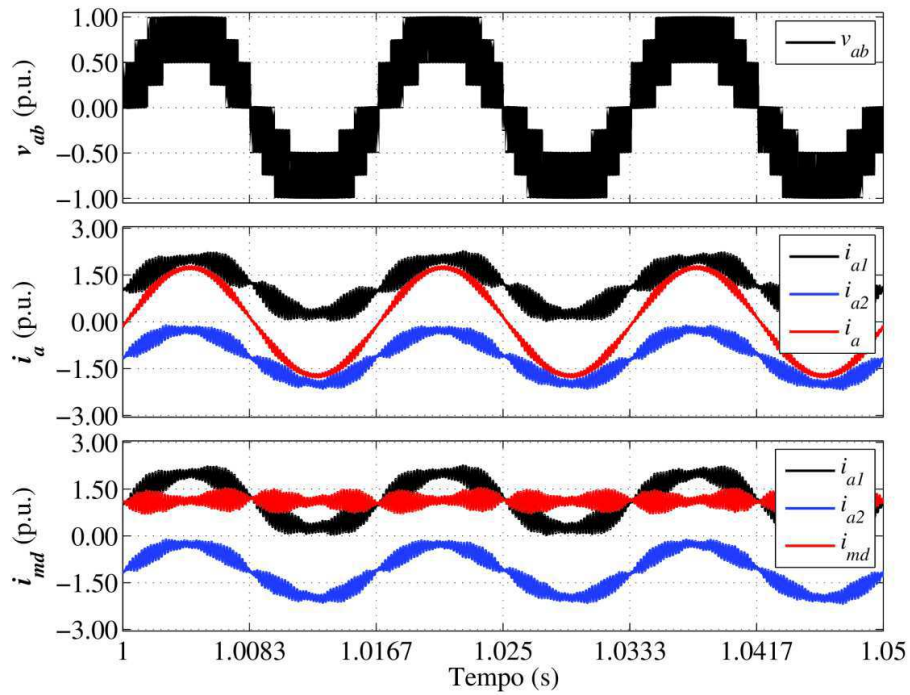


Figura 4.25. Resultados de simulação em malha aberta da topologia D3NSD. Da cima para baixo. Eixo um: tensão de saída. Eixo dois: corrente de saída e nos braços. Eixo três: corrente de modo diferencial e nos braços.

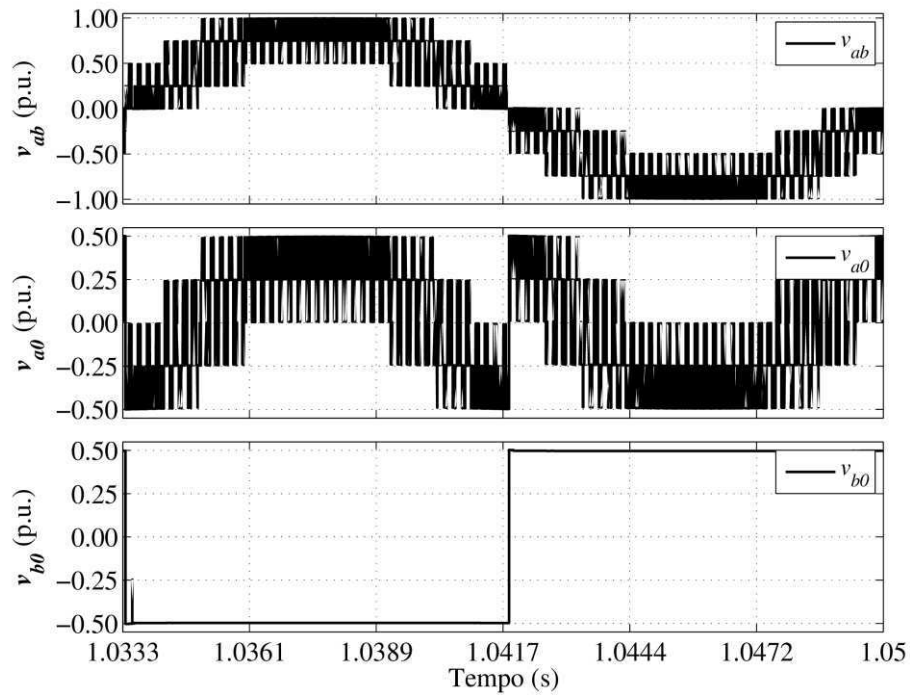


Figura 4.26. Resultados de simulação em malha aberta da topologia D3NS. Da cima para baixo. Eixo um: tensão de saída. Eixo dois: tensão de polo,  $v_{a0}$ . Eixo três: tensão de polo,  $v_{b0}$ .

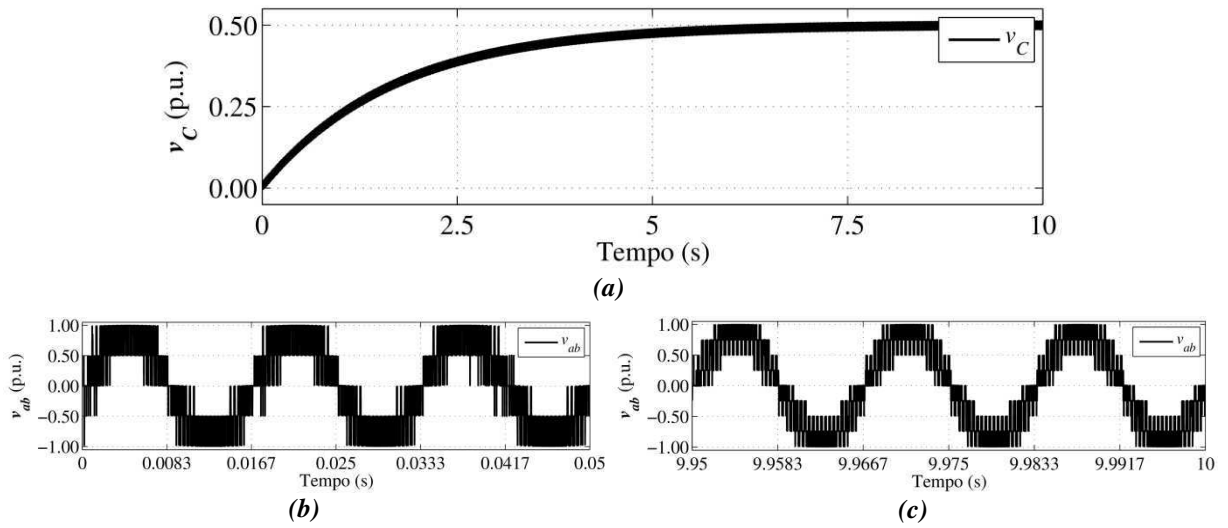


Figura 4.27. Resultados de simulação em malha aberta da topologia D3NSD. (a) Curva de carga do capacitor flutuante. (b) Tensão de saída para  $0 \leq t \leq 0.05$ . (c) Tensão de saída para  $995 \leq t \leq 10$ .

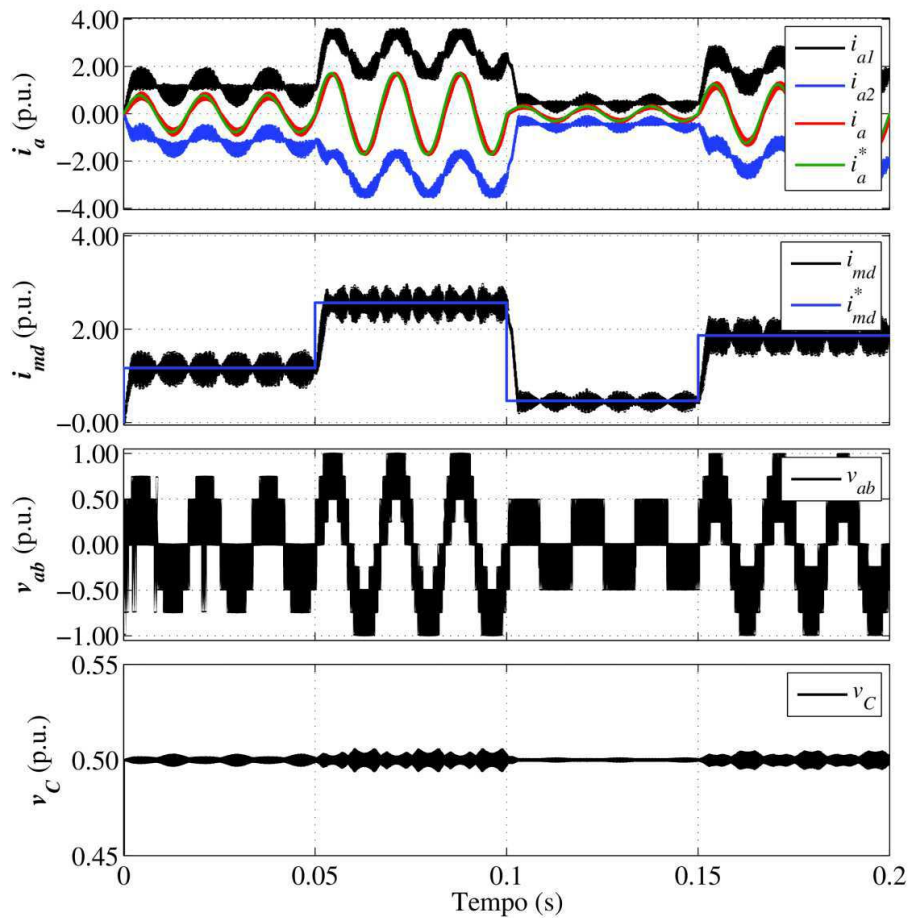


Figura 4.28. Resultados simulação em malha fechada da topologia D3NSD. Da cima para baixo. Eixo um: correntes nos braços do indutor acoplado e corrente de saída. Eixo dois: corrente de modo diferencial. Eixo três: tensão de saída. Eixo quatro: tensão no capacitor flutuante.



#### 4.4. Considerações finais

Neste capítulo, foram apresentados os modos de operação, as tensões de bloqueio e as estratégias PWM dos inversores assimétricos acoplados magneticamente diretos em três versões diferentes: D4NSU, D4NSD, D3NSU e D3NSD. Os dois primeiros usam fonte inserida no braço  $a_2$  com uma relação de tensão específica para maximizar a quantidade de níveis na tensão de saída e os últimos dois empregam capacitor flutuante. As duas estratégias PWM propostas para D3NSU conseguem o balanço da tensão do capacitor em malha aberta mediante a mudança da fase da portadora do braço  $a_1$ , sendo a estratégia PWM-M a de melhor desempenho harmônico para índices de modulação baixos. Simulações com as formas de onda mais relevantes de cada conversor foram apresentadas validando seu funcionamento. Resultados experimentais da topologia D3NSU também foram mostrados.

# Capítulo 5. Análise comparativa

## 5.1. Introdução

Neste capítulo, são apresentados os resultados de simulação dos inversores propostos e comparados com as topologias originais para a mesma potência de saída. Para a comparação dos conversores, avaliaram-se os seguintes critérios de desempenho em malha aberta: esforços de tensão nas chaves, WHTD da tensão de saída e THD da corrente de saída em função do índice de modulação, e perdas totais.

## 5.2. Topologias de referência

Para avaliar o desempenho dos inversores propostos, são consideradas como referências as topologias mostradas na Figura 5.1. O primeiro recebe a denominação de Inversor Assimétrico com conexão Oposta (IAO) e foi comparado com O4NSU usando indutor acoplado e autotransformador. O segundo é o Inversor Simétrico Acoplado de três níveis (ISA3N) e foi utilizado para contrastar o rendimento das topologias com conexão direta.

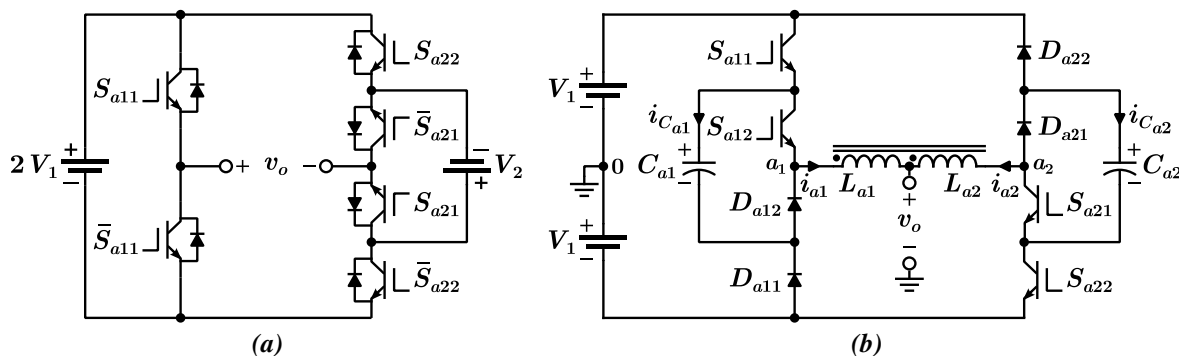


Figura 5.1. Topologias originais para comparação. (a) IAO. (c) ISA3N.

### 5.3. Análise de esforços de tensão dos dispositivos semicondutores

Para comparar os esforços de tensão das chaves de forma justa, foram calculadas as tensões das fontes e capacitores flutuantes no sistema por unidade como mostrado na Tabela 5.1. Analisando as topologias IAO e O4NSU, constata-se a subutilização das fontes de tensão por parte das topologias com acoplamento, pelo que requerem fontes com tensões maiores para fornecer a mesma potência.

Topologia	$V_1$ (p.u.)	$V_2, v_C$ (p.u.)
IAO	0,33	0,33
O4NSU	0,67	0,67
ISA3N	1	1
D4NSU	1	0,67
D3NSU	1	1
D4NSD	0,5	0,33
D3NSD	0,5	0,5

Tabela 5.1. Tensões das fontes e dos capacitores em p.u.

Como consequências de ter fontes com tensões maiores, os dispositivos das topologias propostas em geral suportam maiores tensões de bloqueio do que as suas contrapartes com saída diferencial como mostrado na Tabela 5.2. Além disso, no caso da topologia O4NSU, a tensão de bloqueio da chave  $S_{a22}$  e do diodo  $D_{a22}$  é duas vezes superior à tensão máxima da saída dada a polaridade da fonte inserida no braço  $a_2$ . Portanto, perde-se uma das vantagens dos inversores multinível, que é precisamente manipular tensões de saída elevadas operando chaves de baixa tensão. Assim, o estudo e a implementação desta topologia fora de um ambiente acadêmico não tem cabimento.

Uma das alternativas mais interessantes desde o ponto de vista de esforços de tensão são as topologias com saída diferencial, já que operam com um barramento menor, aproveitando que o barramento todo pode ser conectado à carga, como no caso do CHB. No entanto, estas topologias requerem de um braço com duas chaves bidirecionais, que por sua vez requerem de dois circuitos de acionamento a mais.

Objetivamente, as topologias propostas resultam pouco interessantes quando comparadas com a topologia ISA3N, ao conduzir a condições de operação pouco desejáveis como:

temperaturas de junção dos dispositivos diferentes e condições de ocorrência de falhas distintas.

Topologia	$S_{a11}$	$D_{a11}$	$S_{a12}$	$D_{a12}$	$S_{a21}$	$D_{a21}$	$S_{a22}$	$D_{a22}$	$S_{b1}$
	$\bar{S}_{a11}$		$\bar{S}_{a12}$		$\bar{S}_{a21}$		$\bar{S}_{a22}$		$\bar{S}_{b1}$
IAO	0,67	–	–	–	0,33	–	1,0	–	–
O4NSU	1,33	1,33	–	–	0,67	0,67	2,0	2,0	–
ISA3N	1	1	1	1	1	1	1	1	–
D4NSU	2	2	–	–	0,67	0,67	1,33	1,33	–
D3NSU	2	2	–	–	1	1	1	1	–
D4NSD	1	1	–	–	0,33	0,33	0,67	0,67	1
D3NSD	1	1	–	–	0,5	0,5	0,5	0,5	1

Tabela 5.2. Esforços de tensão nas chaves em p.u.

#### 5.4. Análise da WTHD da tensão da saída e da THD da corrente da saída

Continuando com a avaliação do desempenho das topologias propostas ao respeito das topologias originais, uma comparativa em termos da WTHD da tensão de saída e da THD da corrente de saída é realizada a seguir. Para esclarecimento da forma em que foram calculados estes parâmetros, apresenta-se a definição utilizada da WTHD.

$$WTHD = \frac{100}{\alpha_1} \sqrt{\sum_{j=2}^{N_j} \left( \frac{\alpha_j}{j} \right)^2} \quad (5.1)$$

onde,  $\alpha_1$  é a amplitude da fundamental,  $\alpha_j$  é a amplitude da harmônica de ordem  $j$ ,  $N_j$  é o número de harmônicas que são considerados, neste caso se assumiu igual a 1000.

Na Figura 5.2, mostra-se a comparação das curvas da WTHD da tensão de saída e THD da corrente de saída em função do índice de modulação para as topologias com conexão oposta considerando a topologia O4NSU com indutor acoplado e autotransformador. Observa-se que a topologia proposta tem um rendimento bastante semelhante ao IAO para índices de modulação acima de 0,3, em razão que a técnica de modulação intercalada não aplica tensões máximas de polo diferentes como mostrado na Figura 3.4 e Figura 3.5. Assim,

as harmônicas não são movimentadas para frequências maiores e o rendimento não difere ao da técnica de única portadora do IAO.

No entanto, para índices menores o comportamento difere, dado que as duas tensões de polo do O4NSU variam entre  $-V_1$  e  $V_1$  da mesma forma como mostrado em [42], pelo que a frequência aparente se torna duas vezes a frequência de chaveamento.

Agora, analisando a THD do O4NSU com indutor acoplado e autotransformador não se percebem grandes diferenças desde o ponto de vista da corrente de saída. Não obstante, as formas de onda das correntes nos braços mostram padrões bem diferenciados, já que o indutor acoplado acaba sendo afetado por picos de corrente na corrente de modo diferencial quando as tensões máximas de polo são distintas como explicado na seção 3.3.

Na Figura 5.3, apresenta-se a comparação entre as topologias com conexão direta da WTHD da tensão de saída e THD da corrente de saída. Em termos gerais, das topologias contrastadas, a D4NSU e a D3NSU com modulação convencional demonstraram um baixo rendimento. Isto se explica pela presença de transições entre níveis positivos e negativos na tensão de saída quando o sinal de referência está próximo de zero o quando se opera com índices de modulação baixos. Em contraste, o D3NSU com modulação modificada evita estas transições abruptas para níveis negativos quando o sinal de referência é positivo e vice-versa. Desta maneira, sua WTHD permanece em baixo do 1% para quase toda a faixa do índice de modulação.

Por outro lado, analisando o desempenho das duas topologias com saída diferencial, não foram detectadas vantagens claras respeito à topologia ISA3N, sempre que o braço  $b$  chaveia em baixa frequência e não produz um aumento na frequência aparente vista pela carga. Pelo contrario, o ISA3N aproveita sua modulação intercalada com quatro portadoras para deslocar a frequência aparente para quatro vezes a frequência de chaveamento. Assim, o ISA3N se consolidou como a melhor opção quando considerada a qualidade dos sinais de saída e a distribuição das tensões de bloqueio.

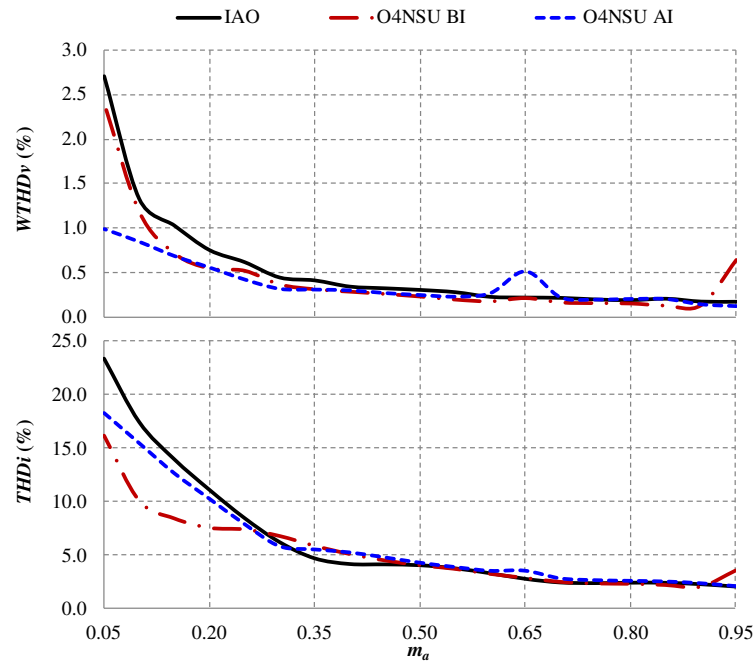


Figura 5.2. Comparação de desempenho da WTHD da tensão de saída e THD da corrente de saída em função do índice de modulação para as topologias: IAO, O4NSU com indutor acoplador, e O4NSU com autotransformador.

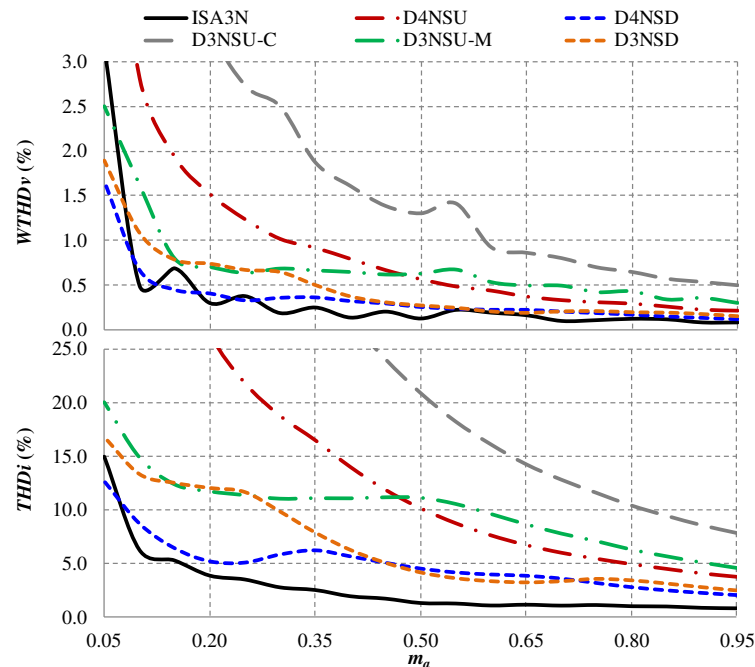


Figura 5.3. Comparação de desempenho da WTHD da tensão de saída e THD da corrente de saída em função do índice de modulação para as topologias: ISA3N, D4NSU, D3NSU com modulação convencional, D3NSU com modulação modificada, D4NSD, e D3NSD.

## 5.5. Análise de perdas

A análise de perdas foi realizada mediante simulação empregando o módulo térmico do PSIM, o qual permite obter de forma discriminada as perdas por condução e chaveamento de cada dispositivo usado. Para isto, requer registrar os parâmetros do dispositivo em uma base de dados. Nesta pesquisa, optou-se pelo IGBT SKM50GB12T4 da SEMIKRON, grampeando as chaves em 0 quando necessário o diodo em antiparalelo. O modelo deste dispositivo foi inserido mediante a interface gráfica do programa [52], a qual permite agregar as características elétricas y térmicas dos dois dispositivos mediante: curvas de tensão coletor-emissor em função da corrente de coletor, energia de conexão/desconexão em função da corrente de coletor, energia de pico repetitivo em função da corrente de condução, entre outras.

Em [53], mostram-se as expressões analíticas para o calculo das perdas de condução e de chaveamento. Assim, as primeiras para IGBT quanto para o diodo em antiparalelo são dadas pelas seguintes equações, respectivamente.

$$P_{Qcd} = V_{ce(sat)} I_c \quad (5.2)$$

$$P_{Dcd} = V_d I_F \quad (5.3)$$

onde,  $V_{ce(sat)}$  é a tensão de saturação coletor-emissor do transistor,  $I_c$  é a corrente de coletor,  $V_d$  é a tensão de condução do diodo, e  $I_F$  é a corrente direta no diodo. Agora, no caso das perdas por chaveamento do diodo, são consideradas exclusivamente as perdas da comutação do estado de condução para o estado de bloqueio segundo a equação mostrada a seguir.

$$P_{Dch\_off} = E_{rr} f V_R / V_{R\_dt} = Q_{rr} f V_R / 4 \quad (5.4)$$

onde,  $E_{rr}$  são as perdas de energia da recuperação reversa,  $V_R$  é a tensão de bloqueio real,  $V_{R\_dt}$  é a tensão de bloqueio fornecida pela ficha de dados (do inglês, *datasheet*),  $Q_{rr}$  é a carga de recuperação reversa, e  $f$  é a frequência para o calculo das perdas, ou seja, a frequência da saída. Para o caso das chaves, as duas transições são consideradas como salientado nas seguintes equações para a entrada em condução e em bloqueio, respectivamente.

$$P_{Qch\_on} = E_{on} f V_{cc} / V_{cc\_dt} \quad (5.5)$$

$$P_{Qch\_off} = E_{off} f V_{cc} / V_{cc\_dt} \quad (5.6)$$

onde,  $E_{on}$  e  $E_{off}$  são as perdas da transição de bloqueio a condução e de condução a bloqueio, respectivamente,  $V_{cc}$  é a tensão do barramento real,  $V_{cc\_dt}$  é a tensão do barramento fornecida pelo ficha de dados a partir dos testes de  $E_{on}$  e  $E_{off}$ .

Para comparar as perdas em Watts, foi variada a frequência de chaveamento até igualar a WTHD para o índice de modulação de 0,9. Além disso,  $m_0$  foi ajustado para garantir a operação no limite do modo de condução contínua como mostrado na Figura 5.6. No entanto, este ultimo ajuste provoca que as perdas por condução nos enrolamentos aumentem, porquanto a ondulação das correntes nos braços aumentam conforme baixa a frequência de chaveamento.

Topologia	Frequência (kHz)	$m_0$
IAO	2,30	—
O4NSU IA	2,12	0,0700
O4NSU TX	2,15	0,0850
ISA3N	0,82	0,0139
D4NSU	4,15	0,0085
D3NSU-C	10,0	0,0080
D3NSU-M	5,15	0,1240
D4NSD	2,25	0,0173
D3NSD	4,80	0,162

Tabela 5.3. Frequências para igualar WTHD = 0.535 com  $m_a = 0.9$ .

Como comentado na seção anterior, o O4NSU apresenta um desempenho quando operado com indutor acoplado quanto com autotransformador. No entanto, as formas de onda das correntes nos braços são claramente diferentes como salientado na Figura 3.7 e na Figura 3.10, onde a corrente de modo comum não se corresponde exclusivamente com uma componente  $cc$  como discutido no Capítulo 3. Em vez disso, apresenta uma componente sinusoidal gerada pela diferença de tensões máximas de polo. De tal forma, os braços são forçados a conduzir correntes elevadas e, portanto, as perdas também se tornam muito altas como mostrado na Figura 5.4, chegando até quase a metade da potência nominal a ser entregue, validando os raciocínios realizados previamente. Este problema esta presente em



qualquer topologia com tensões máximas de polo diferentes, pelo que a única forma de permitir sua implementação é usando autotransformador, pois a corrente de modo comum é filtrada pela indutância de magnetização e, por conseguinte, as correntes nos braços e as perdas nos dispositivos são reduzidas a níveis aceitáveis como mostrado na Figura 5.5.

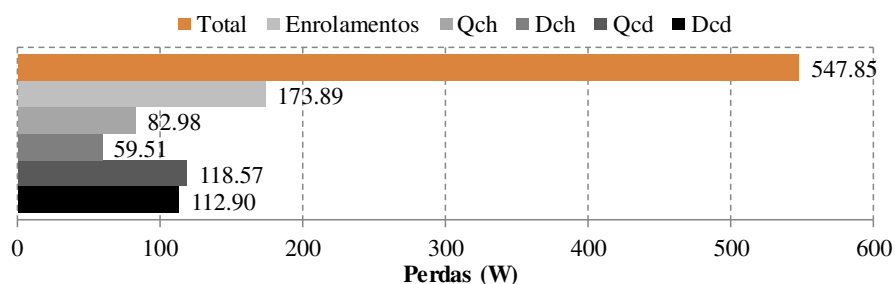


Figura 5.4. Perdas discriminadas para a topologia O4NSU com indutor acoplado.

A comparação das perdas totais é mostrada Figura 5.5, enquanto na Figura 5.6 se apresentam de forma discriminada por chaveamento, condução e nos enrolamentos. Como observado às topologias ISA3N e D3NSU para as duas modulações propostas resultaram ser as de maiores perdas. Isto ocorre pela metodologia de comparação usada e pela natureza mesma da topologia, já que a ondulação da corrente de modo diferencial é inversamente proporcional à frequência de chaveamento. Dessa maneira, quando reduzida à frequência para igualar a WTHD, as correntes nos braços aumentam e, portanto, as perdas nos enrolamentos.

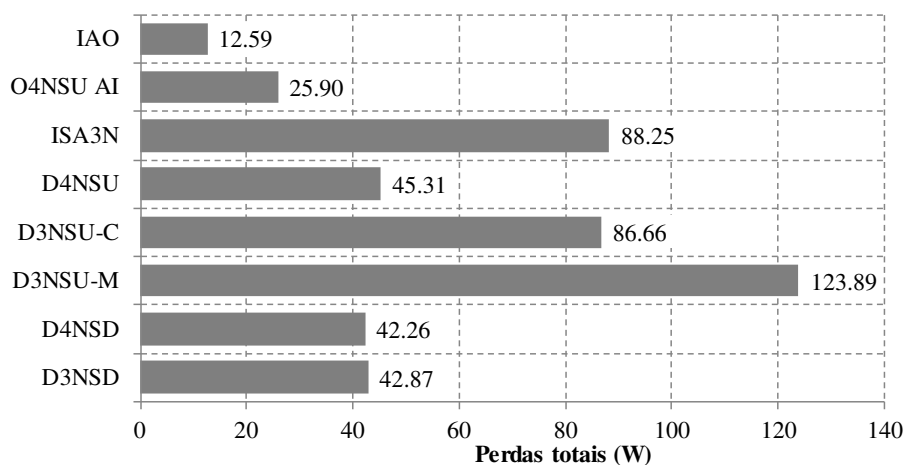


Figura 5.5. Perdas totais das topologias originais e propostas.

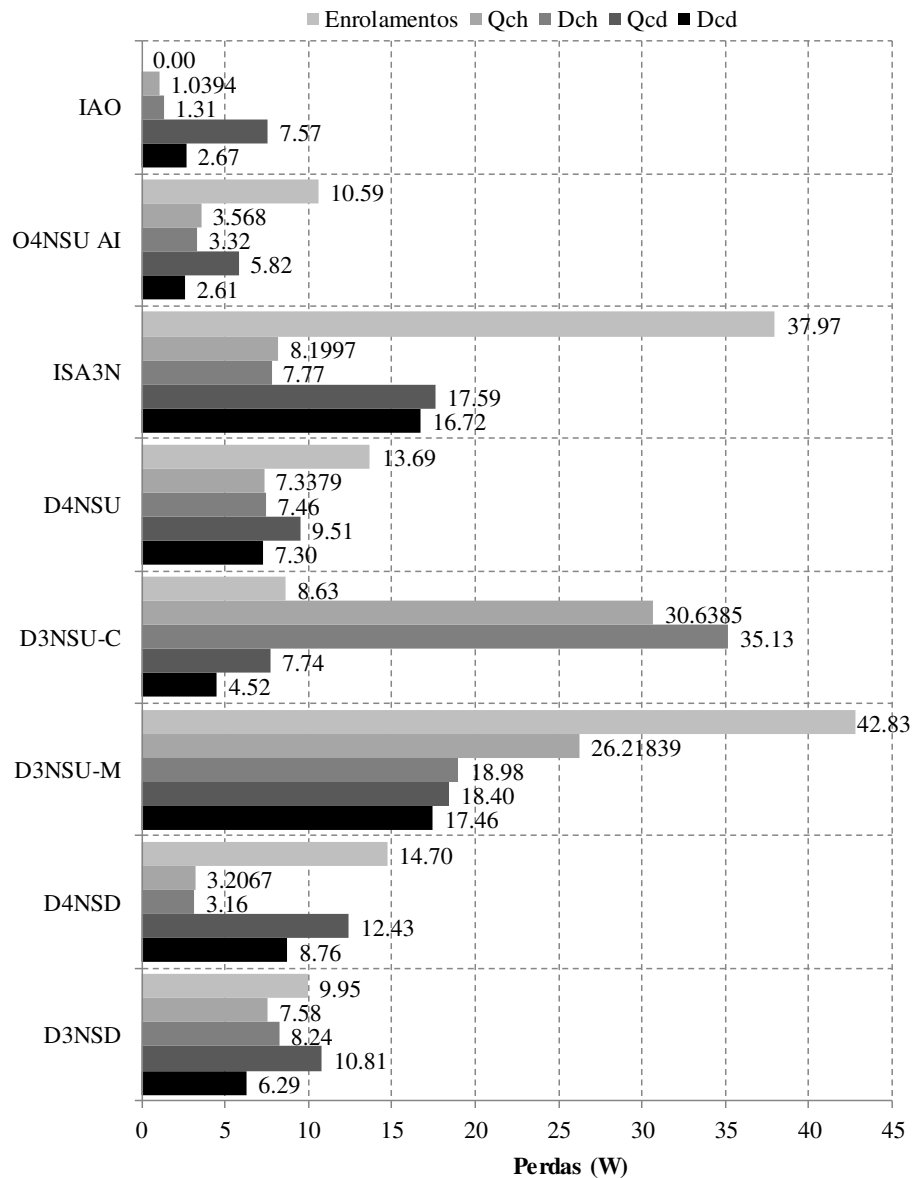


Figura 5.6. Perdas discriminadas das topologias com conexão direta e ISA3N.

Analisando o desempenho das topologias com saída diferencial, constata-se que resulta uma alternativa bastante interessante por seu equilíbrio entre perdas e desempenho harmônico. Qualitativamente, estas duas topologias apresentam só 48% das perdas do que ISA3N e 33% das perdas da topologia D3NSU com modulação modificada. No entanto, a distribuição das perdas para as duas topologias é marcadamente diferente, pois o D4NSD apresenta poucas perdas por chaveamento, enquanto D3NSD tem uma distribuição de perdas mais equilibrada.

### 5.5.1. Influência das correntes nos enrolamentos nas perdas das topologias com conexão direta e saída única

Como exposto no Capítulo 4, as topologias com conexão direta e saída única surgiram da ideia de simplificar o braço  $a_1$  do ISA3N mediante um braço de dois níveis mantendo ou acrescentando a quantidade de níveis diferentes na saída usando fonte ou capacitor flutuante. No entanto, a redução no número de níveis traz alguns compromissos que requerem ser ponderados para determinar em que condições a troca se justifica. Portanto, foi estudada a THD das correntes dos enrolamentos do indutor acoplado como salientado na Figura 5.7.

Desta forma, evidencia-se que a topologia D3NSU com modulação modificada tem o pior desempenho das topologias estudadas. A explicação a isto reside no efeito que tem a estratégias de modulação na corrente de modo diferencial (Figura 4.16), pois para garantir que a tensão de saída sem transições entre níveis positivos e negativos e o equilíbrio da tensão do capacitor flutuante, as referências das tensões de polo são atualizadas efetivamente cada dois períodos de chaveamento, em contraste com a topologia ISA3N.

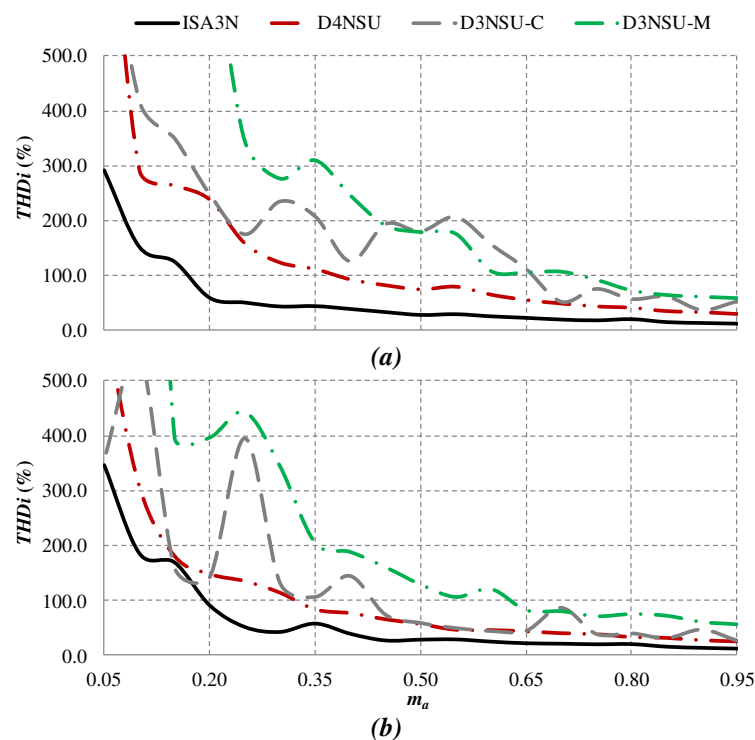


Figura 5.7. Comparação de desempenho da THD da corrente nos braços para topologias com conexão direta e a topologia ISA3N. (a) Braço a1. (b) Braço a2.

Além disso, o braço  $a_1$  de dois níveis provoca um aumento na ondulação dos braços pela sua incidência na corrente de modo diferencial. Do mesmo modo, a mudança de fase da portadora deste braço origina a aparição de uma componente de 38% da fundamental na metade da frequência de chaveamento nos dois braços como mostrado na Figura 5.8, enquanto no caso da topologia ISA3N aparece no dobro da frequência de chaveamento [28]. Portanto, considerando estes dados e o problema da topologia O4NSU com indutor acoplado, constatou-se a ideia inicial de serem necessários indutores acoplados relativamente grandes e com fator de acoplamento alto para reduzir a ondulação da corrente de modo diferencial e, em consequência as perdas.

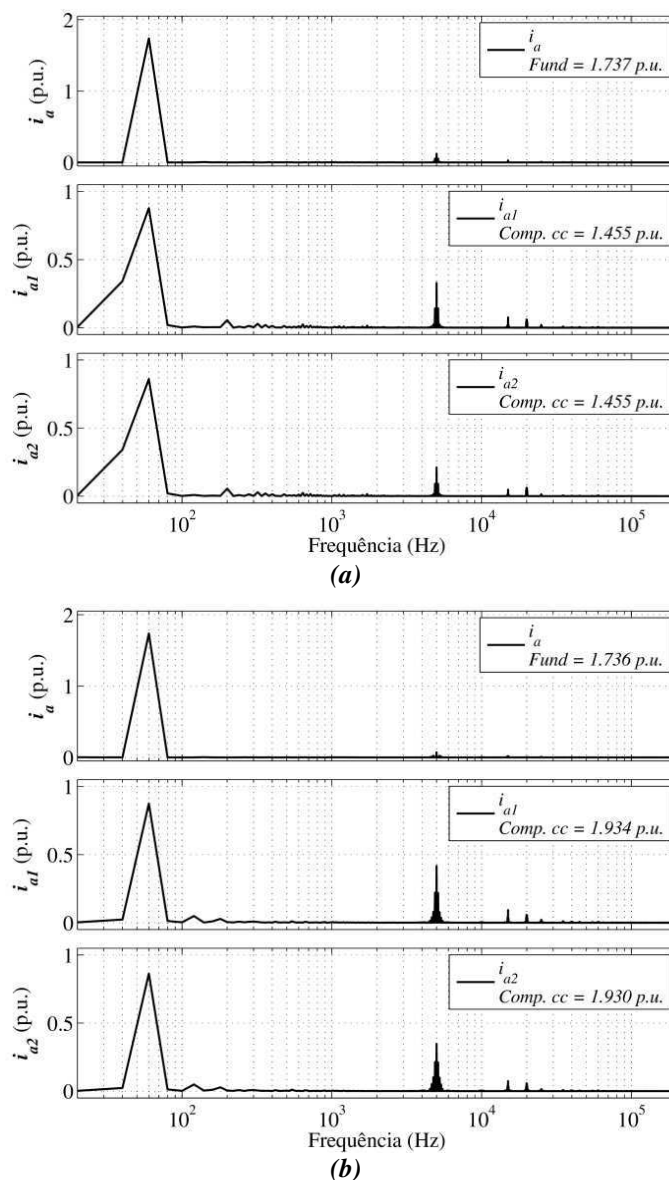


Figura 5.8. Comparação dos espectros de frequência das correntes nos braços e na saída para a topologia D3NSU. (a) Modulação convencional. (b) Modulação modificada.

## 5.6. Considerações finais

Nesta seção, foram apresentados os resultados das simulações para as topologias propostas. As estratégias de modulação e a estratégia de controle para todas as topologias com conexão direta demonstraram resultados satisfatórios para carga RL. Por outro lado, esta mesma estratégia de controle foi insuficiente para controlar a corrente de modo diferencial na topologia O4NSU, visto que as tensões máximas de polo não são iguais quando se requiere trabalhar com índices de modulação acima de 0,5.

Com a informação coletada da simulação, avaliaram-se as topologias propostas e originais em função dos parâmetros de comparação fixados no início desta pesquisa. Das topologias proposta, aquelas com saída diferencial demonstraram ser bastante competitivas respeito à ISA3N em termos de conteúdo harmônico dos sinais de saída, de perdas e esforços de tensão. No entanto, a robustez e simplicidade do ISA3N favorecem sua adoção industrial.

# Capítulo 6. Conclusões gerais e trabalhos futuros

---

## 6.1. Conclusões gerais

Neste trabalho, estudaram-se um conjunto de topologias de inversores multiníveis híbridos assimétricos com acoplamento magnético com um braço de dois níveis e outro braço de três, quatro e seis níveis, onde as tensões máximas de polo podiam ser diferentes. No caso da topologia O4NSU, a tensão máxima de polo do braço de quatro níveis era duas vezes a tensão do braço de dois níveis. O desenvolvimento destas topologias foi inviável para indutores acoplados com baixa indutância de magnetização, devido ao aumento na componente de modo diferencial das correntes que percorrem os braços levando à saturação do núcleo, e gerando, por sua vez o aumento nas perdas por condução e chaveamento até comprometer a integridade dos dispositivos semicondutores, pois ainda para correntes de saída baixas as correntes nos braços podem atingir a corrente nominal dos dispositivos. Para resolver ditos problemas se usou um autotransformador (alta impedância de magnetização), já que ele se comporta como um filtro passa baixas para a corrente de modo diferencial pela sua elevada indutância de magnetização, tornando-a uma componente *cc* constante como descrito em [28], [42], [44], [50], [54]. No entanto, inserir um autotransformador aumenta o peso do inversor ostensivamente, o que, somado ao fato que algumas chaves suportarem uma tensão maior à do barramento, tornam a topologia O4NSU pouca atrativa para ser usada em aplicações de baixa tensão e baixa potência.

Das topologias propostas, aquelas com conexão direta demonstraram ter melhor rendimento tanto em malha aberta quanto em malha fechada. Particularmente, as duas topologias com saída diferencial apresentaram uma WTHD da tensão de saída e uma THD da corrente de saída semelhantes ao do ISA3N para grande parte da faixa de índices de modulação estudada. Nos restantes parâmetros de comparação, a saber, perdas e estresse de tensão, estas topologias resultam claramente superiores, pois as perdas são aproximadamente a metade das do ISA3N. Isto se deve ao fato de operar com um barramento da metade da

tensão para a mesma potência na carga. Portanto, as topologias com conexão direta e saída diferencial apresentam o melhor balanço entre qualidade dos sinais de saída e perdas, pelo que resultam soluções bastante competitivas em aplicações industriais.

Com respeito ao modelo e a estratégia de controle usado nesta pesquisa, os dois foram verificados mediante simulação em todas as topologias com conexão direta tanto com saída diferencial quanto única.

Em outro dos focos deste trabalho, demonstrou-se com a topologia C6NSU que a aplicação da redução no número de componentes pela inserção de indutores acoplados em inversores com saída diferencial não é factível para todos os casos. Em particular, a operação não complementar das chaves  $S_{a22}$ ,  $S_{a23}$ ,  $S_{a24}$  e  $S_{a25}$  exige da adição de tempo morto no acionamento delas. No entanto, isto requeira que a corrente do respectivo enrolamento se zere abruptamente durante um instante, devido a que indutor o impede, duas chaves conduzem simultaneamente originando um curto circuito nas fontes  $cc$ .

## 6.2. Trabalhos futuros

Nesta dissertação foram estudados abrangentemente os conversores assimétricos com acoplamento magnético a partir da modelagem elétrica e magnética. No entanto, ainda ficaram algumas questões que deveriam ser abordadas no futuro, a fim de melhorar o desempenho dos inversores com tensões máximas de polo iguais. Na sequência, algumas destas tarefas são listadas:

- Desenvolvimento de um controlador para o fator de margem de operação de modo de condução contínua,  $K_{\Delta}$ , para garantir uma operação com perdas mínimas e em MCC.
- Generalização do esquema de modulação modificado introduzido na seção 4.2.1 para inversores com braços com quantidade de níveis diferentes.
- Estudo de novas geometrias do núcleo para a minimização do peso do indutor como apresentado em [55], [56].
- Inclusão de técnicas de otimização no projeto do indutor acoplado.

- Modelagem das assimetrias no indutor acoplado e avaliação do desempenho dos inversores acoplados.



## Referências bibliográficas

- [1] U. S. Energy Information Administration, “International Energy Outlook 2011,” 2011.
- [2] Renewable Energy Policy Network for the 21st Century, “10 Years of renewable energy progress,” Paris, France, 2015.
- [3] D. Acevedo and E. Silva, “Dispositivos de carboneto de silício na eletrônica de potência: uma revisão,” in *XX Congresso Brasileiro de Automática 2014 (CBA 2014)*, 2014, pp. 577–584.
- [4] P. L. S. Rodrigues, C. B. Jacobina, G. A. de A Carlos, M. B. R. Correa, and M. A. Vitorino, “One and two DC-links universal active power filter without series isolation transformer,” in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2014 IEEE*, 2014, pp. 1997–2004.
- [5] A. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi, “A new neutral-point-clamped PWM inverter,” *Ind. Appl. IEEE Trans.*, vol. IA-17, no. 5, pp. 518–523, 1981.
- [6] J. Rodriguez, J.-S. Lai, and F. Z. Peng, “Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 49, no. 4, pp. 724–738, Aug. 2002.
- [7] L. M. Tolbert, F. Z. Peng, and T. G. Habetler, “Multilevel converters for large electric drives,” *Ind. Appl. IEEE Trans.*, vol. 35, no. 1, pp. 36–44, Jan. 1999.
- [8] T. L. Skvarenina, *The power electronics handbook*. Taylor & Francis, 2001.
- [9] D. Soto and T. C. Green, “A comparison of high-power converter topologies for the implementation of FACTS controllers,” *Ind. Electron. IEEE Trans.*, vol. 49, no. 5, pp. 1072–1080, 2002.
- [10] F. Z. Peng, J.-S. Lai, J. W. McKeever, and J. VanCoevering, “A multilevel voltage-source inverter with separate DC sources for static VAr generation,” *Ind. Appl. IEEE Trans.*, vol. 32, no. 5, pp. 1130–1138, 1996.
- [11] M. Marchesoni and P. Tenca, “Diode-clamped multilevel converters: a practicable way to balance DC-link voltages,” *Ind. Electron. IEEE Trans.*, vol. 49, no. 4, pp. 752–765, 2002.

- [12] K. Hasegawa and H. Akagi, “Voltage balancing of the four split DC capacitors for a five-level diode-clamped PWM inverter with a front-end diode rectifier,” in *Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International*, 2010, pp. 734–739.
- [13] T. A. Meynard and H. Foch, “Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters,” in *Power Electronics Specialists Conference, 1992. PESC '92 Record., 23rd Annual IEEE*, 1992, pp. 397–403 vol.1.
- [14] R. H. Wilkinson, T. A. Meynard, and H. du Toit Mouton, “Natural Balance of Multicell Converters: The General Case,” *Power Electron. IEEE Trans.*, vol. 21, no. 6, pp. 1658–1666, Nov. 2006.
- [15] B. P. McGrath and D. G. Holmes, “Enhanced Voltage Balancing of a Flying Capacitor Multilevel Converter Using Phase Disposition (PD) Modulation,” *Power Electron. IEEE Trans.*, vol. 26, no. 7, pp. 1933–1942, 2011.
- [16] M. Khazraei, H. Sepahvand, K. Corzine, and M. Ferdowsi, “A generalized capacitor voltage balancing scheme for flying capacitor multilevel converters,” in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE*, 2010, pp. 58–62.
- [17] M. Khazraei, H. Sepahvand, K. A. Corzine, and M. Ferdowsi, “Active Capacitor Voltage Balancing in Single-Phase Flying-Capacitor Multilevel Power Converters,” *Ind. Electron. IEEE Trans.*, vol. 59, no. 2, pp. 769–778, 2012.
- [18] R. H. Baker and L. H. Bannister, “Electric Power Converter,” US Patent 3867643, 1975.
- [19] M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Rodriguez, and M. A. Perez, “A survey on cascaded multilevel inverters,” *Ind. Electron. IEEE Trans.*, vol. 57, no. 7, pp. 2197–2206, 2010.
- [20] K. Ding, Y. Zou, Z. Wang, Z. Wu, and Y. Zhang, “A new diode-clamp cascade multilevel converter,” in *Industrial Electronics Society, 2003. IECON '03. The 29th Annual Conference of the IEEE*, 2003, vol. 3, pp. 2566–2569 Vol.3.
- [21] A. Lesnicar and R. Marquardt, “An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range,” in *Power Tech Conference Proceedings, 2003 IEEE Bologna*, 2003, vol. 3, p. 6 pp. Vol.3–.
- [22] H. Akagi, “Classification, terminology, and application of the modular multilevel cascade converter (MMCC),” *Power Electron. IEEE Trans.*, vol. 26, no. 11, pp. 3119–3130, Nov. 2011.

- [23] I. R. F. M. P. Da Silva, “Estudo de conversores multiníveis modulares em cascata dupla-estrela baseados em células chaveadas aplicados a sistemas de conversão,” Federal University of Campina Grande, 2013.
- [24] K. Matsui, Y. Murai, M. Watanabe, M. Kaneko, and F. Ueda, “A pulsewidth-modulated inverter with parallel connected transistors using current-sharing reactors,” *Power Electron. IEEE Trans.*, vol. 8, no. 2, pp. 186–191, 1993.
- [25] F. Ueda, K. Matsui, M. Asao, and K. Tsuboi, “Parallel-connections of pulsewidth modulated inverters using current sharing reactors,” *Power Electron. IEEE Trans.*, vol. 10, no. 6, pp. 673–679, Nov. 1995.
- [26] C. Chapelsky, J. Salmon, and A. Knight, “High-quality single phase power conversion by reconsidering the magnetic components in the output stage - Building a better half bridge,” in *Industry Applications Society Annual Meeting, 2008. IAS '08. IEEE*, 2008, pp. 1–8.
- [27] J. Salmon, A. Knight, J. Ewanchuk, and N. Noor, “Multi-level single phase boost rectifiers using coupled inductors,” in *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*, 2008, pp. 3156–3163.
- [28] C. A. Teixeira, B. P. McGrath, and D. G. Holmes, “Topologically reduced multilevel converters using complementary unidirectional phase-legs,” in *Industrial Electronics (ISIE), 2012 IEEE International Symposium on*, 2012, pp. 2007–2012.
- [29] B. Vafakhah, J. Salmon, and A. M. Knight, “A New Space-Vector PWM With Optimal Switching Selection for Multilevel Coupled Inductor Inverters,” *Ind. Electron. IEEE Trans.*, vol. 57, no. 7, pp. 2354–2364, 2010.
- [30] B. Vafakhah, M. Masiala, J. Salmon, and A. M. Knight, “Space-vector PWM for inverters with split-wound coupled inductors,” in *Electric Machines and Drives Conference, 2009. IEMDC '09. IEEE International*, 2009, pp. 724–731.
- [31] J. Ewanchuk, “Low Voltage Multi-level Converters using Split-wound Coupled Inductors,” University of Alberta, 2013.
- [32] M. D. Manjrekar, P. K. Steimer, and T. A. Lipo, “Hybrid multilevel power conversion system: a competitive solution for high-power applications,” *Ind. Appl. IEEE Trans.*, vol. 36, no. 3, pp. 834–841, 2000.
- [33] Y. S. Lai and F.-S. Shyu, “Topology for hybrid multilevel inverter,” *Electr. Power Appl. IEE Proc.*, vol. 149, no. 6, pp. 449–458, Nov. 2002.

- [34] D. Ruiz-Caballero, L. Martinez, R. A. Reynaldo, and S. A. Mussa, “New asymmetrical hybrid multilevel voltage inverter,” in *Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on*, 2009, pp. 1–10.
- [35] D. Ruiz-Caballero, R. Sanhueza, S. Arancibia, M. Lopez, S. A. Mussa, and M. L. Heldwein, “Symmetrical hybrid multilevel inverter concept based on multi-state switching cells,” in *Power Electronics Conference (COBEP), 2011 Brazilian*, 2011, pp. 776–781.
- [36] E. Babaei, S. Alilu, and S. Laali, “A new general topology for cascaded multilevel inverters with reduced number of components based on developed H-bridge,” *Ind. Electron. IEEE Trans.*, vol. 61, no. 8, pp. 3932–3939, 2014.
- [37] K. K. Gupta and S. Jain, “Topology for multilevel inverters to attain maximum number of levels from given DC sources,” in *Power Electronics, IET*, 2012, vol. 5, no. 4, pp. 435–446.
- [38] D. O. Boillat and J. W. Kolar, “Modeling and experimental analysis of a Coupling Inductor employed in a high performance AC power source,” in *Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), 2012 International Conference on*, 2012, pp. 1–18.
- [39] J. Gallagher, “Coupled Inductors Improve Multiphase Buck Efficiency,” *Power Electronics Technology*, pp. 36 – 42, 2006.
- [40] J. Gallagher, “Designing Coupled Inductors,” *Power Electronics Technology*, pp. 14 – 21, 2006.
- [41] C. Chapelsky, J. Salmon, and A. M. Knight, “Design of the Magnetic Components for High-Performance Multilevel Half-Bridge Inverter Legs,” *Magn. IEEE Trans.*, vol. 45, no. 10, pp. 4785–4788, 2009.
- [42] J. Salmon, A. M. Knight, and J. Ewanchuk, “Single-phase multilevel PWM inverter topologies using coupled inductors,” *Power Electron. IEEE Trans.*, vol. 24, no. 5, pp. 1259–1266, 2009.
- [43] B. Vafakhah, “Multilevel Space Vector PWM for Multilevel Coupled Inductor Inverters,” University of Alberta, 2010.
- [44] C. A. Teixeira, B. P. McGrath, and D. G. Holmes, “Closed-loop current control of multilevel converters formed by parallel complementary unidirectional phase-legs,” in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2013 IEEE*, 2013, pp. 978 – 985.

- [45] D. N. Zmood, D. G. Holmes, and G. H. Bode, “Frequency-domain analysis of three-phase linear current regulators,” *Ind. Appl. IEEE Trans.*, vol. 37, no. 2, pp. 601–610, Mar. 2001.
- [46] D. N. Zmood and D. G. Holmes, “Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error,” *Power Electron. IEEE Trans.*, vol. 18, no. 3, pp. 814–822, 2003.
- [47] C. B. Jacobina, M. B. de Rossiter Correa, R. F. Pinheiro, E. R. da Silva, and A. M. N. Lima, “Modeling and control of unbalanced three-phase systems containing PWM converters,” *Ind. Appl. IEEE Trans.*, vol. 37, no. 6, pp. 1807–1816, Nov. 2001.
- [48] Y. Sato, T. Ishizuka, K. Nezu, and T. Kataoka, “A new control strategy for voltage-type PWM rectifiers to realize zero steady-state control error in input current,” *Ind. Appl. IEEE Trans.*, vol. 34, no. 3, pp. 480–486, 1998.
- [49] J. de Oliveira A.S., E. R. da Silva, and C. B. Jacobina, “A hybrid PWM strategy for multilevel voltage source inverters,” in *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, 2004, vol. 6, pp. 4220–4225 Vol.6.
- [50] D. Floricau, E. Floricau, and G. Gateau, “New multilevel converters with coupled inductors: Properties and control,” *Ind. Electron. IEEE Trans.*, vol. 58, no. 12, pp. 5344–5351, 2011.
- [51] E. C. dos Santos Junior and S. Sajadian, “Energy conversion unit with optimized waveform generation,” in *Industry Applications Society Annual Meeting, 2013 IEEE*, 2013, pp. 1–6.
- [52] SEMIKRON, “Datasheet SKM 50GB12T4.” 2008.
- [53] Powersim Inc., “PSIM User’s Guide,” 2012.
- [54] J. Salmon, J. Ewanchuk, and A. M. Knight, “PWM inverters using split-wound coupled inductors,” *Ind. Appl. IEEE Trans.*, vol. 45, no. 6, pp. 2001–2009, Nov. 2009.
- [55] A. Fratta, G. Griffiero, S. Nieddu, G. Pellegrino, and F. Villata, “Inductive three-level V.-supplied conversion cell by new hybrid coupling reactor family,” in *Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the*, 2002, vol. 4, pp. 2378–2385 vol.4.
- [56] J. Zhang, Z. Ouyang, M. C. Duffy, M. A. E. Andersen, and W. G. Hurley, “Leakage Inductance Calculation for Planar Transformers With a Magnetic Shunt,” *Ind. Appl. IEEE Trans.*, vol. 50, no. 6, pp. 4107–4112, Nov. 2014.

- [57] R. S. Balog and P. T. Krein, “Coupled-Inductor Filter: A Basic Filter Building Block,” *Power Electron. IEEE Trans.*, vol. 28, no. 1, pp. 537–546, Jan. 2013.
- [58] P.-L. Wong, Q. Wu, P. Xu, B. Yang, and F. C. Lee, “Investigating coupling inductors in the interleaving QSW VRM,” in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000. APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE*, 2000, vol. 2, pp. 973–978 vol.2.
- [59] P. Zumel, O. Garcia, J. A. Cobos, and J. Uceda, “Magnetic integration for interleaved converters,” in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2003. APEC '03. Eighteenth Annual IEEE*, 2003, vol. 2, pp. 1143–1149 vol.2.
- [60] S. Utz and J. Pforr, “Operation of multi-phase converters with coupled inductors at reduced numbers of phases,” in *Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on*, 2011, pp. 1–10.
- [61] A. F. Witulski, “Introduction to modeling of transformers and coupled inductors,” *Power Electron. IEEE Trans.*, vol. 10, no. 3, pp. 349–357, 1995.
- [62] L. Diana, “Practical Magnetic Design: Inductors and Coupled Inductors,” 2014.
- [63] J. Zakis, D. Virmikov, and L. Bisenieks, “Some design considerations for coupled inductors for integrated buck-boost converters,” in *Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG), 2011 International Conference on*, 2011, pp. 1–6.
- [64] W. G. Hurley and W. H. Wölfle, *Transformers and Inductors for Power Electronics: Theory, Design and Applications*. John Wiley & Sons Ltd., 2013.
- [65] A. Van den Bossche and V. C. Valchev, *Inductors and Transformers for Power Electronics*, Taylor & F. Boca Raton, FL: CRC Press, 2005.

# Apêndice A. Projeto de indutores acoplados

---

## A.1 Introdução

Os dispositivos magneticamente acoplados vêm sendo usados desde a década dos 20 do século passado. Crouse apresentou uma das primeiras aplicações incluindo indutores acoplados como filtros de componente CC para linhas de CA. Posteriormente, o mesmo autor desenvolveu aplicações de filtragem de frequência única mediante uma única estrutura magnética [57]. Estes trabalhos marcaram o início para a inclusão deste tipo de elementos em conversores DC-DC e DC-AC para os mais diversos níveis de tensão e de potência [38]. No presente estudo, a motivação para usar indutores acoplados é principalmente a redução no número de dispositivos semicondutores como demonstrado em [28], [42], [58]–[60].

A seguir, estudaram-se as leis básicas que governam as estruturas magnéticas e o modelo de circuito magnético. Com estes fundamentos teóricos, procede-se à dedução do modelo dos indutores acoplados magneticamente. Em seguida, apresenta-se o projeto seguindo uma metodologia simples.

## A.2 Revisão de conceitos da modelagem magnética

### A.2.1 Leis eletromagnéticas

A lei de indução de Faraday na sua forma integral se expressa como mostrado em (A.1).

$$\oint_l \vec{E} \cdot d\vec{l} = -\frac{\partial}{\partial t} \int_s \vec{B} \cdot d\vec{s} \quad (\text{A.1})$$

Onde,  $E$  é o campo elétrico e  $B$  é a densidade de fluxo magnético. Esta lei expressa que um fluxo magnético cambiante através de uma superfície induz uma força eletromotriz em qualquer caminho da fronteira da superfície. Se um material condutor em circuito aberto estiver presente ao longo da fronteira, o campo elétrico induzido produz o movimento de

carga aos extremos do condutor, gerando assim uma tensão entre os terminais. Se o condutor é fechado, estabelece-se uma corrente através do material.

Uma apresentação menos formal e igualmente válida desta lei é a seguinte

$$v = N \frac{d\Phi}{dt} \quad (\text{A.2})$$

e estabelece que a tensão induzida seja proporcional a variação do fluxo magnético  $\Phi = BA_c$  que atravessa a região limitada pelo condutor como ilustrado na Figura A.1(a).

A segunda lei de interesse é a lei de Ampere, a qual na sua forma quase estática é dada por (A.3).

$$\oint_l \vec{H} \cdot d\vec{l} = \int_S \vec{J} \cdot d\vec{s} = i_T \quad (\text{A.3})$$

Onde,  $H$  é a intensidade de campo magnético,  $dl$  é uma seção diferencial do caminho fechado,  $J$  é a densidade de corrente e  $i_T$  é a corrente total que atravessa a superfície  $S$ . Assim, esta lei estabelece que quando uma corrente elétrica passa através de uma superfície  $S$  produz um campo magnético circulante pelo caminho que limita à superfície. Na Figura A.1(b), observa-se a aplicação desta lei em um núcleo magnético.

A última lei importante para o estudo é a lei de Gauss para campos magnéticos que estabelece que não existem cargas magnéticas pontuais. Em termos formais, esta lei expressa que o fluxo magnético total passando através qualquer superfície fechada é zero, e matematicamente é dada por (A.4) e sua aplicação em um núcleo se apresenta na Figura A.1(c).

$$\oint_{S_G} \vec{B} \cdot d\vec{s} = 0 \quad (\text{A.4})$$

O último elemento a ser considerado nesta revisão é a relação densidade de fluxo magnético e intensidade de campo magnético em um material, que se expressa por (A.5).

$$\vec{B} = \mu \vec{H} = \mu_r \mu_0 \vec{H} \quad (\text{A.5})$$

Onde,  $\mu$  é chamado de permeabilidade da matéria e é igual ao produto da permeabilidade relativa  $\mu_r$  vezes a permeabilidade do espaço vazio  $\mu_0$  ( $4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$ ).



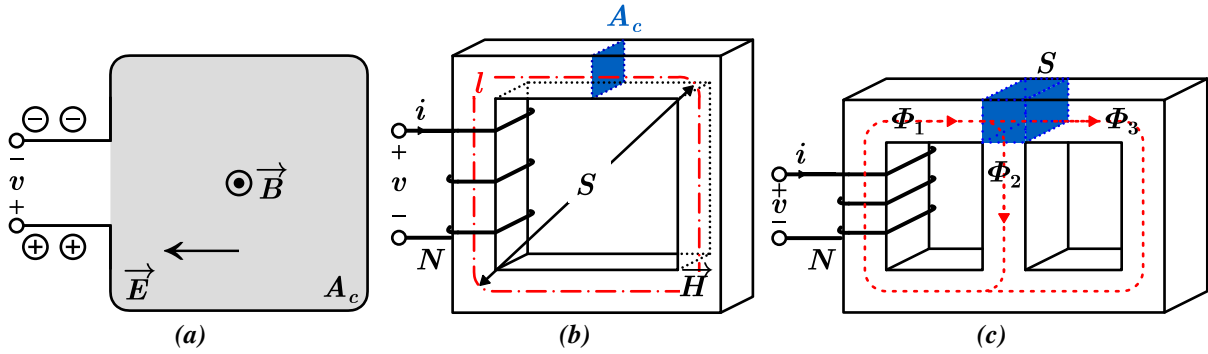


Figura A.1. Leis eletromagnéticas. (a) Lei de Faraday. (b) Lei de Ampere. (c) Lei de Gauss.

### A.2.2 Modelo do circuito magnético

Para simplificar o projeto de dispositivos magnéticos, deixando de lado às integrais de superfície e linha, foi desenvolvido um modelo análogo a um circuito elétrico. No entanto, para a aplicação deste modelo se supõe que a intensidade de campo magnético  $H$  é constante na região de interesse e que está alinhado com o caminho de integração. Estas duas suposições são totalmente válidas nos materiais ferromagnéticos uniformes, pelo que é possível utilizar este modelo para o projeto de transformadores e indutores acoplados [61]. Sob estas considerações, a Lei de Ampere reduz-se como mostrado em (A.6).

$$Hl = Ni \quad (\text{A.6})$$

Aplicando a definição do fluxo magnético  $\Phi$  leva à seguinte equação

$$\Phi \frac{l}{\mu A_c} = \Phi \mathcal{R} = Ni = \mathcal{F} \quad (\text{A.7})$$

Onde,  $Ni$  é conhecido como força magneto motriz (*fmm*) designada por  $\mathcal{F}$ , e  $\mathcal{R}$  é a relutância do caminho  $l$ . Como observado na (A.7), existe uma relação linear entre  $\mathcal{F}$  e  $\Phi$  semelhante à lei de Ohm como apresentado na Figura A.2, e, portanto, as técnicas de análise dos circuitos elétricos podem ser aplicadas.

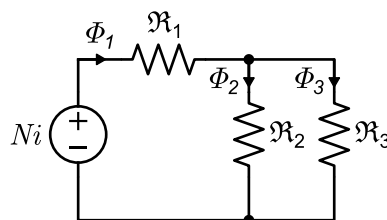


Figura A.2. Circuito magnético equivalente do núcleo de três braços e único enrolamento no braço exterior.

Por último, a partir de (A.2) e (A.7) pode se encontrar a relação entre os parâmetros do circuito magnético e o a indutância assim:

$$v = N \frac{d\Phi}{dt} = N \left( \frac{N}{\mathfrak{R}} \right) \frac{di}{dt} = \frac{N^2}{\mathfrak{R}} \frac{di}{dt} = L \frac{di}{dt} \quad (\text{A.8})$$

De esta forma, em termos das variáveis geométricas do circuito magnético e do material, a indutância se expressa da seguinte forma.

$$L = \frac{N^2}{\mathfrak{R}} = \frac{\mu N^2 A_C}{l} \quad (\text{A.9})$$

### A.3 Metodologia de projeto de indutores acoplados

Uma metodologia iterativa de poucos passos para o projeto de indutores acoplados foi apresentada por Diana [62] como mostrada na Figura A.3. Embora esta metodologia permita obter projetos bem sucedidos, a sua aplicação não garante um projeto otimizado pela quantidade de compromissos que precisam ser definidos. Assim, ferramentas integradas de simulação e otimização costumam ser usadas para este tipo de projetos, por exemplo, GeckoMAGNETICS®.

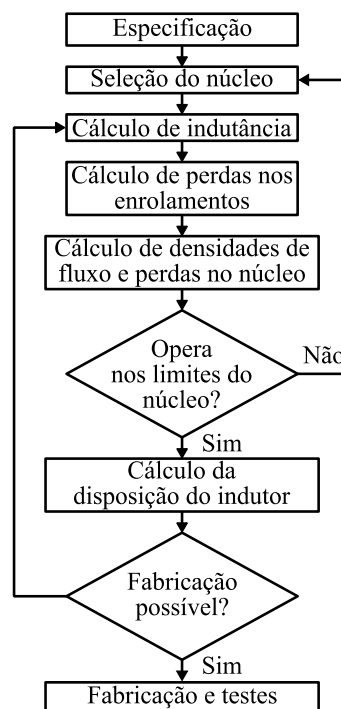


Figura A.3. Fluxograma do projeto de indutores.

A metodologia esta composta por sete passos, sendo o primeiro a especificação do indutor, onde deve se consignar pelo menos a seguinte informação: potência de saída nominal, frequência máxima de operação com carga completa, tensões de entrada e saída nominais, corrente de entrada e saída nominais, tensão e corrente de polarização, relação de voltas, indutância de dispersão e indutâncias próprias.

O segundo passo é a seleção do núcleo e requiere ter em consideração vários parâmetros como tamanho, peso, material e entreferro. Algumas considerações de interesse sobre a escolha correta do núcleo são apresentadas em detalhe em [63]–[65]. Com os dados fornecidos pelo fabricante do núcleo (permeabilidade, comprimento do caminho magnético, área transversal) já é possível calcular a quantidade de espiras dos enrolamentos.

Seguidamente, calculam-se as perdas por condução no cobre tanto da componente  $cc$  quanto da componente  $ca$ . Para isto, determina-se: a área requerida para a primeira componente mediante a corrente  $rms$  da especificação e a densidade de corrente máxima; e a profundidade do efeito pelicular. Devido à incerteza sobre o diâmetro do fio, costumam-se fazer os cálculos para vários calibres AWG (do inglês, *American Wire Gauge*) ao mesmo tempo, escolhendo-se o que apresenta melhor relação entre perdas e viabilidade de uso para o núcleo selecionado.

Posteriormente, avalia-se a região de operação na curva BH do núcleo considerando a densidade de fluxo magnético máxima e mínima. A partir desta informação, calculam-se as perdas no núcleo e as perdas totais. No caso, destes resultados não estiverem nas faixas admissíveis fixadas na especificação, um novo núcleo deve ser escolhido e o processo repetido.

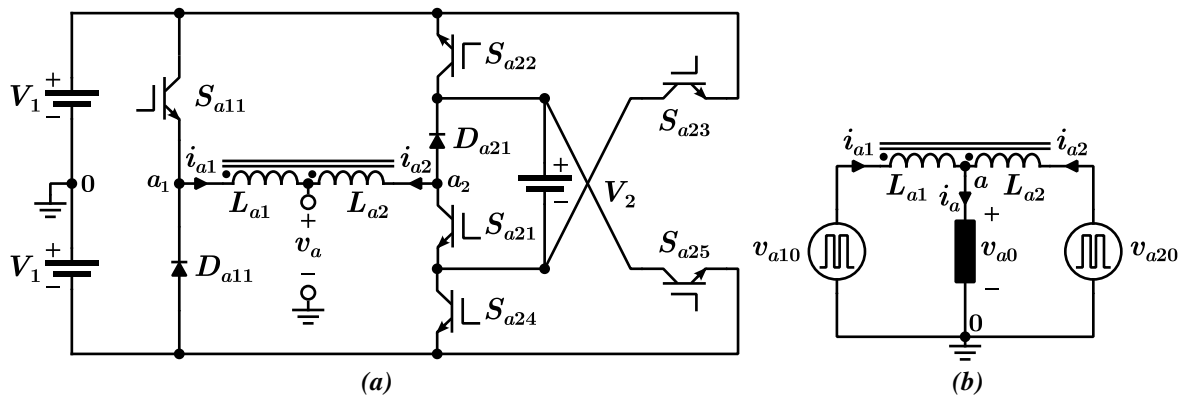
Depois, aferem-se o fator de enrolamento e a disposição do fio com as dimensões do núcleo, já que disto depende o fator de acoplamento. No caso que a fabricação não seja possível ou que a acomodação dos enrolamentos gere um rendimento pobre, os cálculos para novos calibres devem ser realizados. Do contrário, procede-se à fabricação e avaliação do protótipo.

## Apêndice B. Topologias inviáveis

---

### B.1 Inversor assimétrico acoplado magneticamente cruzado de dois níveis e seis níveis com saída única – C6NSU

O inversor assimétrico acoplado magneticamente cruzado de dois níveis e quatro níveis – C6NSU – surgiu da topologia generalizada introduzida por Gupta [37] e esta composto de seis chaves controláveis unidirecionais em corrente ( $S_{a11}$ ,  $S_{a21}$ ,  $S_{a22}$ ,  $S_{a23}$ ,  $S_{a24}$ ,  $S_{a25}$ ), dois diodos ( $D_{a11}$ ,  $D_{a21}$ ), dois indutores acoplados magneticamente ( $L_{a1}$ ,  $L_{a2}$ ), e três fontes independentes de tensão ( $V_{1,1}$ ,  $V_{1,2}$ ,  $V_2$ ), sendo as fontes  $V_{1,x}$  empregadas para dar o ponto de referência para ligar a carga. Na Figura B.1, mostram-se o diagrama esquemático e o modelo equivalente desta topologia.



**Figura B.1.** Inversor assimétrico cruzado com acoplamento magnético de três dois e seis níveis com saída única – C6NSU. (a) Diagrama esquemático. (b) Circuito equivalente simplificado.

Diferente das topologias desenvolvidas com acoplamento magnético em [28], [42], o número de chaves controláveis no C6NSU não se reduz à metade respeito à topologia original, pois as chaves  $S_{a22}$ ,  $S_{a23}$ ,  $S_{a24}$  e  $S_{a25}$  não atuam de forma complementar e tem que

ser acionadas uma à vez, permitindo somar e subtrair a fonte  $V_2$  de  $v_{a20}$ . Desta maneira, proporciona 16 modos de operação como resumidos na Tabela B.1 e na Figura B.2, Figura B.3 e Figura B.4. Já, o número de níveis da tensão de saída e o afastamento entre eles dependem da relação entre as tensões das fontes.

- Caso I ( $V_2 = V_{1,x}$ ): Neste caso, geram-se sete níveis de tensão na saída, onde  $\pm 3V_{1,x}/2$  possuem um único modo,  $\pm V_{1,x}$  têm um dois modos cada,  $\pm V_{1,x}/2$  possuem três modos cada, e 0 têm quatro modos.
- Caso II ( $V_2 = (2/3)V_{1,x}$ ): Neste caso, geram-se nove níveis de tensão na saída, onde  $\pm 4V_{1,x}/3$  possuem um único modo,  $\pm V_{1,x}$  têm um dois modos cada,  $\pm 2V_{1,x}/3$  possuem um único modo,  $\pm V_{1,x}/3$  têm dois modos cada, e há quatro modos para o nível 0.

Quando analisado detalhadamente a operação do C6NSU, descobre-se que o O4NSU é um caso particular quando operado com a relação de fontes do Caso I, onde o braço  $a_2$  não emprega seu nível zero e o braço  $a_1$  chaveia na frequência da rede para obter um melhor desempenho harmônico.

Modo	$S_{a11}$	$S_{a21}$	$S_{a22}$	$S_{a23}$	$S_{a24}$	$S_{a25}$	$v_{a10}$	$v_{a20}$	$v_{md} = v_{a1a2}/2$	$v_{mc} \approx v_{a0}$
$P_1$	1	0	0	1	0	0	$V_1$	$V_1 + V_2$	$-V_2/2$	$V_1 + V_2/2$
$P_2$	1	1	0	1	0	0	$V_1$	$V_1$	0	$V_1$
$P_2$	1	0	1	0	0	0	$V_1$	$V_1$	0	$V_1$
$P_3$	1	1	1	0	0	0	$V_1$	$V_1 - V_2$	$V_2/2$	$V_1 - V_2/2$
$P_4$	1	0	0	0	1	0	$V_1$	$-V_1 + V_2$	$V_1 - V_2/2$	$V_2/2$
$P_4$	0	0	0	1	0	0	$-V_1$	$V_1 + V_2$	$-V_1 - V_2/2$	$V_2/2$
$O$	1	0	0	0	0	1	$V_1$	$-V_1$	$V_1$	0
$O$	1	1	0	0	1	0	$V_1$	$-V_1$	$V_1$	0
$O$	0	0	1	0	0	0	$-V_1$	$V_1$	$-V_1$	0
$O$	0	1	0	1	0	0	$-V_1$	$V_1$	$-V_1$	0
$N_4$	1	1	0	0	0	1	$V_1$	$-V_1 - V_2$	$V_1 + V_2/2$	$-V_2/2$
$N_4$	0	1	1	0	0	0	$-V_1$	$V_1 - V_2$	$-V_1 + V_2/2$	$-V_2/2$
$N_3$	0	1	0	0	1	0	$-V_1$	$-V_1 + V_2$	$-V_2/2$	$-V_1 + V_2/2$
$N_2$	0	1	0	0	1	0	$-V_1$	$-V_1$	0	$-V_1$
$N_2$	0	0	0	0	0	1	$-V_1$	$-V_1$	0	$-V_1$
$N_1$	0	1	0	0	0	1	$-V_1$	$-V_1 - V_2$	$V_2/2$	$-V_1 - V_2/2$

Tabela B.1. Modos de operação para o C6NSU.

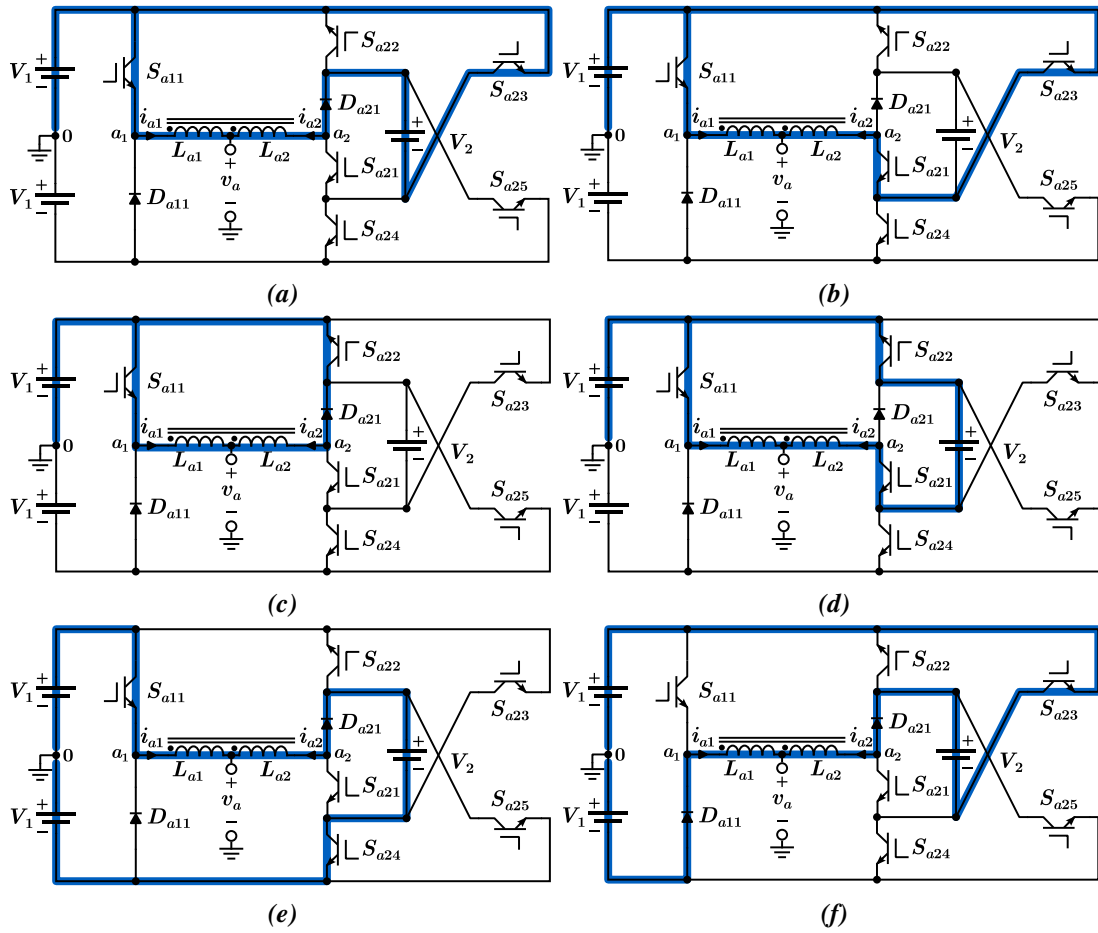


Figura B.2. Estados de chaveamento do C6NSU para os modos P.

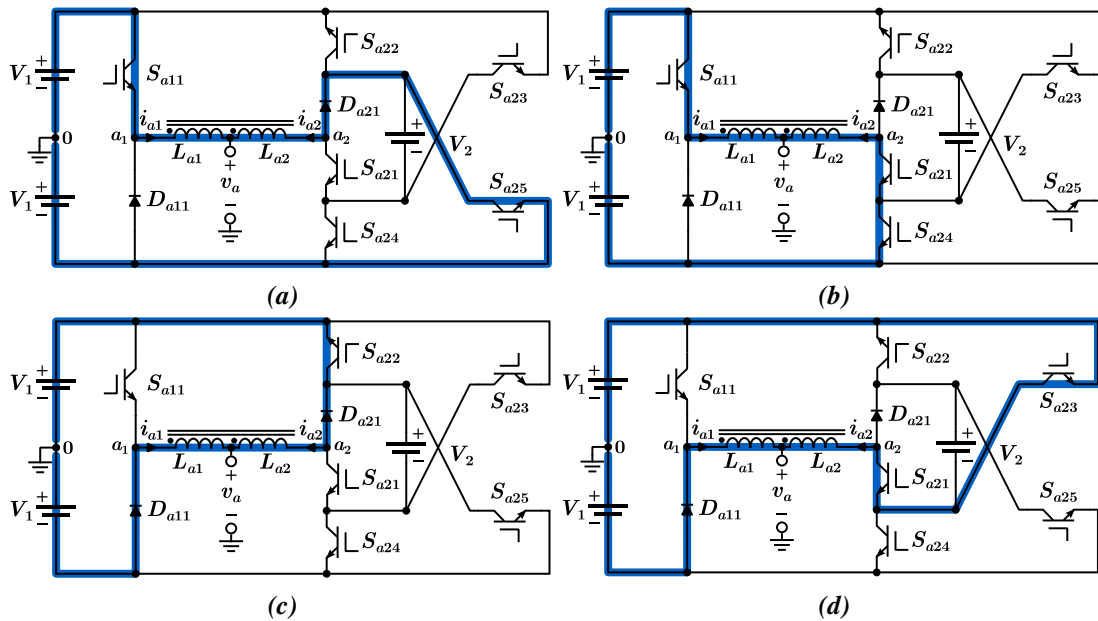


Figura B.3. Estados de chaveamento do C6NSU para os modos O.

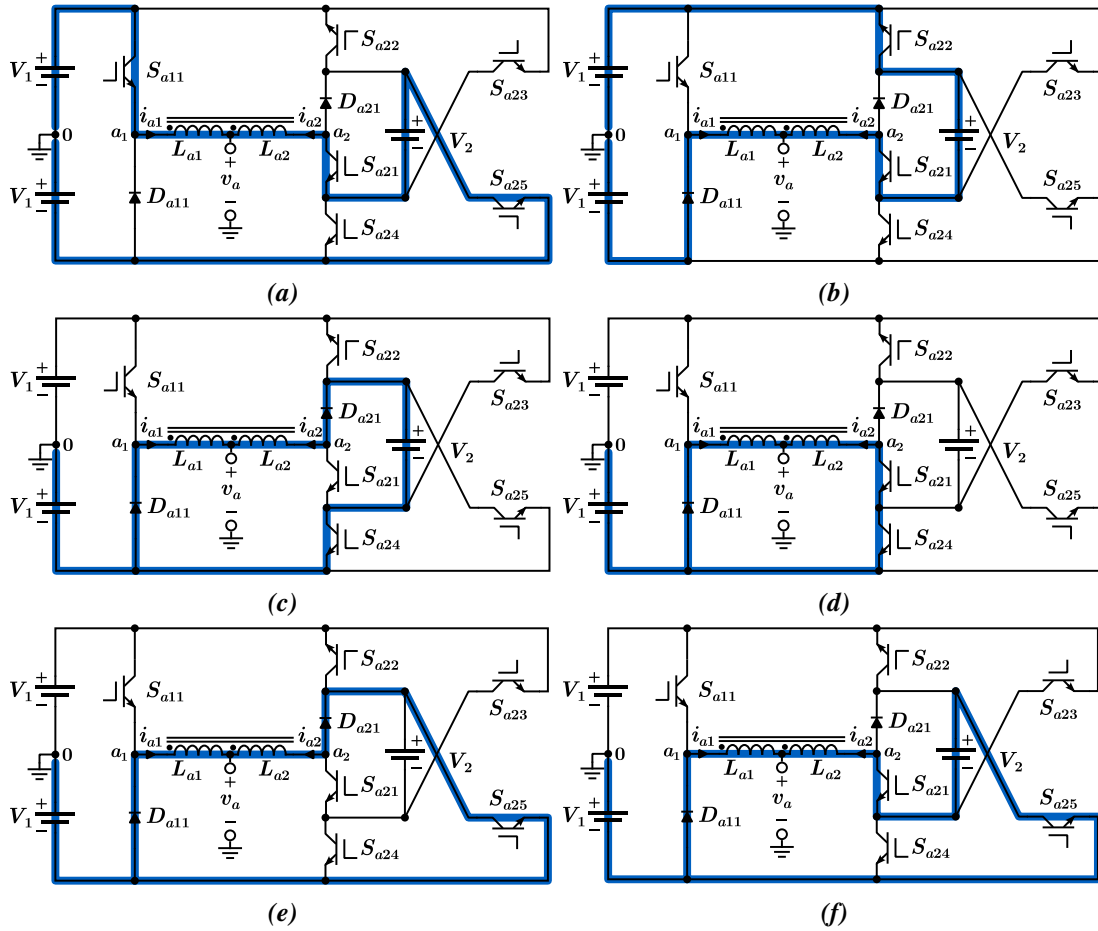


Figura B.4. Estados de chaveamento do C6NSU para os modos N.

O C6NSU, diferentemente das topologias clássicas, tem tensões de bloqueio diferentes no mesmo dispositivo segundo o modo de operação. Em concreto, este comportamento se apresenta nas chaves  $S_{a22}$ ,  $S_{a23}$ ,  $S_{a24}$  e  $S_{a25}$ , pelo que a escolha destes dispositivos deve se realizar considerando o pior caso, ou seja,  $2V_1$  para  $S_{a22}$  e  $S_{a24}$ , e  $2V_1 + V_2$  para  $S_{a23}$  e  $S_{a25}$ . Por outro lado, a chave  $S_{a11}$  e o diodo  $D_{a11}$  bloqueiam uma tensão de  $2V_1$  e a chave  $S_{a21}$  e o diodo  $D_{a21}$  suportam  $V_2$ . Na Figura 3.3, mostram-se as tensões de bloqueio para cada um dos dispositivos semicondutores no pior caso das chaves antes mencionadas.

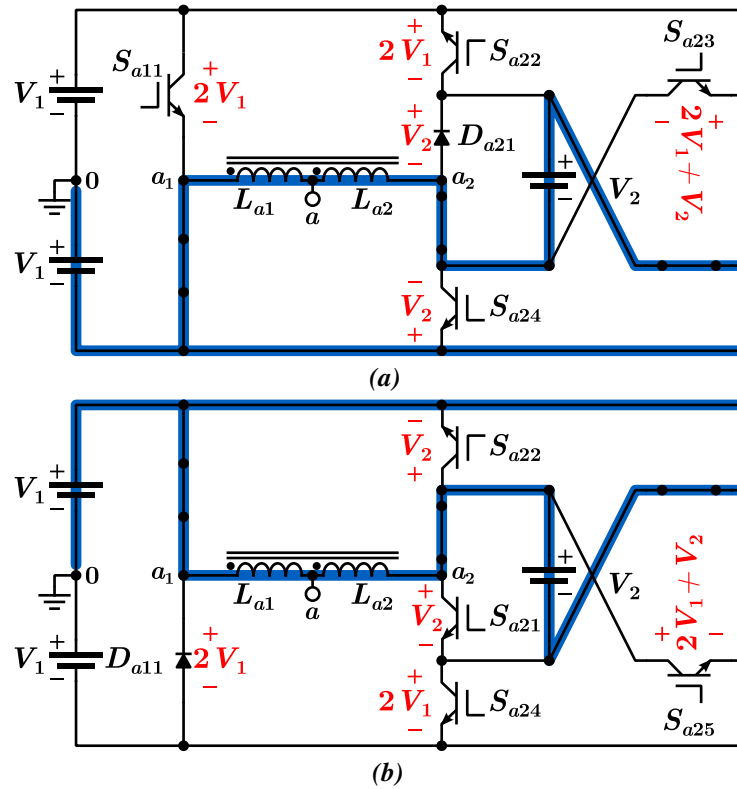


Figura B.5. Tensões de bloqueio da topologia C6NSU para o pior caso de (a)  $S_{a22}$  e  $S_{a23}$ , e (b)  $S_{a24}$  e  $S_{a25}$ .

### B.1.1 Estratégia PWM

As tensões de referência de polo são definidas segundo a equação (2.40) e para sintetizá-las se utilizam: uma única portadora com fase de  $0^\circ$  para modular o braço  $a_1$  e cinco portadoras simétricas deslocadas em nível com defasagem de  $180^\circ$  para o braço  $a_2$ , conseguindo uma modulação intercalada. Para a seleção dos vetores a serem aplicados no braço de seis níveis, empregou-se uma tabela de pesquisa em função do índice de modulação. Focando-se na Tabela B.1, constata-se que para conseguir uma tensão de saída em degraus o braço  $a_1$  deveria permanecer grampeado em 1 no semiciclo positivo e em 0 no semiciclo negativo. Como comentado na seção 3.2.1 sobre a modulação do O4NSU, o grampeamento deste braço acarreta problemas de perdas pelo aumento na corrente de modo diferencial. Portanto, o braço precisa estar chaveando durante o período do sinal de referência todo.

As funções de chaveamento para as duas tensões de polo ( $v_{a10}$  e  $v_{a20}$ ) são mostradas a seguir:

$$v_{a10} = (2q_{a11} - 1)V_1 \quad (1.1)$$



$$v_{a20} = \begin{bmatrix} q_{a22} + q_{a23} - q_{a24} - q_{a25} \\ -2q_{a22}q_{a23} + 2q_{a24}q_{a25} \\ +q_{a22}q_{a23}(q_{a24} + q_{a25}) \\ -q_{a24}q_{a25}(q_{a22} + q_{a23}) \end{bmatrix} V_1 + \begin{bmatrix} (2q_{a23}q_{a24} - q_{a23} - q_{a24}) \\ (q_{a21} - 1)(q_{a22} - 1)(q_{a25} - 1) \\ + (2q_{a21}q_{a22}q_{a25} - q_{a21}(q_{a22} + q_{a25})) \\ (q_{a23} - 1)(q_{a24} - 1) \end{bmatrix} V_2 \quad (1.2)$$

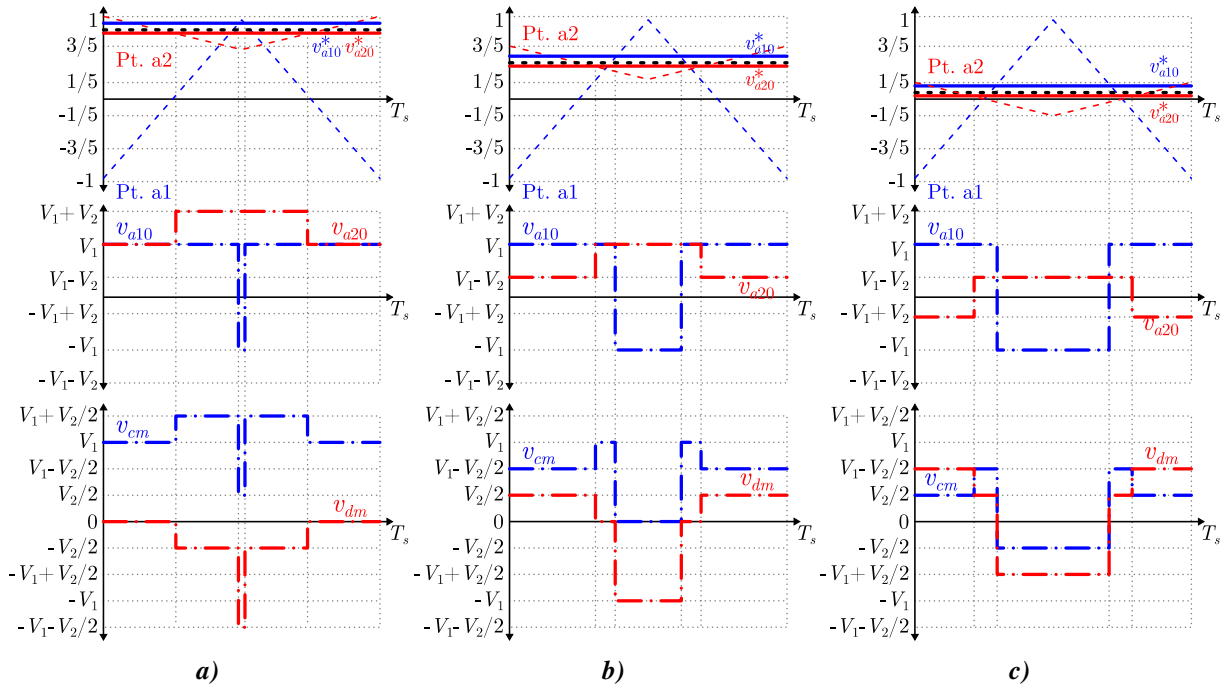
onde,  $q_{a11}$ ,  $q_{a21}$ ,  $q_{a22}$ ,  $q_{a23}$ ,  $q_{a24}$  e  $q_{a25}$  são variáveis binárias que representam os estados das chaves com mesmo subscrito. Assim, a expressão aproximada para a tensão de saída é a seguinte:

$$v_{a0} \approx \frac{v_{a1} + v_{a2}}{2} \begin{bmatrix} 2q_{a11} + q_{a22} + q_{a23} - q_{a24} \\ -q_{a25} - 2q_{a22}q_{a23} + 2q_{a24}q_{a25} \\ +q_{a22}q_{a23}(q_{a24} + q_{a25}) \\ -q_{a24}q_{a25}(q_{a22} + q_{a23}) - 1 \end{bmatrix} V_1 + \begin{bmatrix} (2q_{a23}q_{a24} - q_{a23} - q_{a24}) \\ (q_{a21} - 1)(q_{a22} - 1)(q_{a25} - 1) \\ + (2q_{a21}q_{a22}q_{a25} - q_{a21}(q_{a22} + q_{a25})) \\ (q_{a23} - 1)(q_{a24} - 1) \end{bmatrix} V_2 \quad (1.3)$$

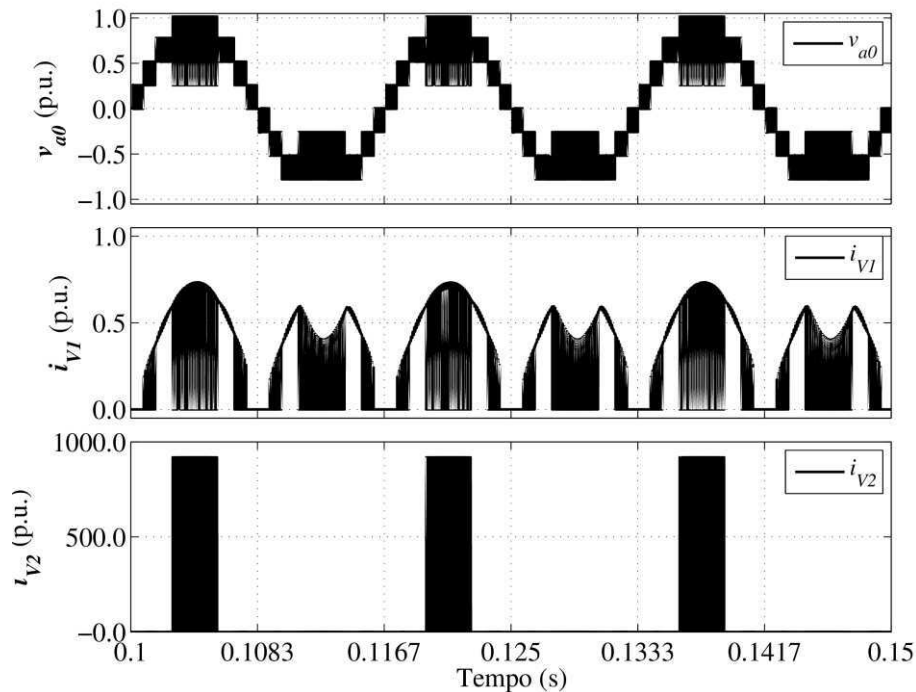
Na Figura B.6, apresenta-se as formas de ondas geradas a partir da aplicação da estratégia de modulação escolhida. Como expressado para o O4NSU, a tensão de modo diferencial mostra uma variação entre níveis não consecutivos, neste caso do 75% da tensão máxima de saída, pelo que o desempenho harmônico é comparável ao de um conversor acoplado com saída de três níveis.

### B.1.2 Problemas na implementação

Segundo a análise previa, a operação do C6NSU não apresenta grandes diferenças com as outras topologias estudadas nesta pesquisa. No entanto, o fato das chaves  $S_{a22}$ ,  $S_{a23}$ ,  $S_{a24}$  e  $S_{a25}$  não trabalharem de forma complementar faz que o braço  $a_2$  fique flutuante durante alguns instantes, pelo que o indutor acoplado força a condução da chave que esta sendo acionada por mais tempo, gerando um curto circuito nas fontes de tensão, pois outra destas chaves para esse instante já foi acionada. As formas de onda para esta topologia usando autotransformador com chaves ideais e reais apresentam-se na Figura A.1 e constataam o problema aqui referido.



**Figura B.6.** Formas de onda da modulação do C6NSU com  $v_{a0} \geq 0$ . Da cima para baixo: referências de tensão e portadoras normalizadas à tensão máxima de polo; tensões de polo; e tensão de modo comum e modo diferencial. a)  $0.6 \leq m_a \leq 1.0$ . b)  $0.2 \leq m_a \leq 0.6$ . c)  $0 \leq m_a \leq 0.2$ .



**Figura B.7.** Resultados de simulação em malha aberta da topologia C6NSU com indutor acoplado. Da cima para baixo. (a) Tensão de polo. (b) Corrente da fonte  $V_1$ . (b) Corrente da fonte  $V_2$ .