

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

**Sistemas de Conversão de Energia Multiníveis  
Baseados em Conversores de Dois e Três Níveis  
Aplicados a Sistemas Hexafásicos**

Ivan da Silva

Campina Grande, Brasil  
Setembro de 2019

# **Sistemas de Conversão de Energia Multiníveis Baseados em Conversores de Dois e Três Níveis Aplicados a Sistemas Hexafásicos**

Ivan da Silva

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

Área de Concentração: Processamento de Energia

Cursino Brandão Jacobina, Dr.Ing.

Orientador

Isaac Soares de Freitas, D.Sc.

Orientador

Campina Grande, Brasil

Setembro de 2019

S586s

Silva, Ivan da.

Sistemas de conversão de energia multiníveis baseados em conversores de dois e três níveis aplicados a sistemas hexafásicos / Ivan da Silva. - Campina Grande, 2019.

149 f. : il. color.

Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática, 2019.

"Orientação: Prof. Dr. Cursino Brandão Jacobina, Prof. Dr. Isaac Soares de Freitas.

Referências.

1. Conversores Multiníveis. 2. Máquinas de Seis Fases. 3. Distorção Harmônica. 4. Perdas nos Semicondutores. 5. SV-PWM. 6. LS-PWM. I. Jacobina, Cursino Brandão. II. Freitas, Isaac Soares de. III. Título.

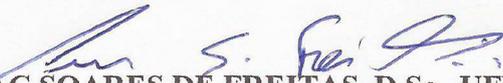
CDU 621.311(043)

**"SISTEMAS DE CONVERSÃO DE ENERGIA MUTINIVEIS BASEADOS EM  
CONVERSORES DE DOIS E TRES NÍVEIS APLICADOS À SISTEMAS HEXAFÁSICOS"**

**IVAN DA SILVA**

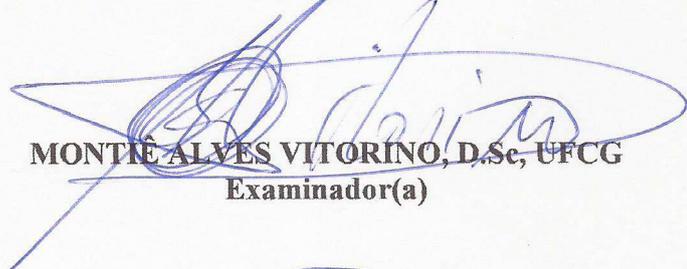
**TESE APROVADA EM 30/09/2019**

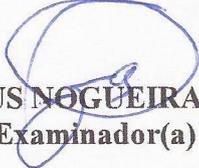
  
**CURSINO BRANDÃO JACOBINA, Dr.Eng., UFCG**  
**Orientador(a)**

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

**MARCELO CABRAL CAVALCANTI, D.Sc., UFPE**  
**Examinador(a)**

  
**NADY ROCHA, D.Sc., UFPB**  
**Examinador(a)**

  
**MONTÊ ALVES VITORINO, D.Sc., UFCG**  
**Examinador(a)**

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

**CAMPINA GRANDE - PB**

# Dedicatória

Este trabalho é dedicado aos meu pais, Cícero e Francisca (in memoriam), por tudo que me proporcionaram ao longo da vida. Às minhas irmãs e cunhados, pelo companheirismo, amizade e colaboração. Aos meus amados e pacientes filhos, Izabel, Ivan Filho e Izadora, que têm sido pilares da minha vida. Por fim, de forma muito especial, dedico este trabalho à mulher que mudou a minha vida: minha amada esposa, Márcia Paixão.

# Agradecimentos

Agradeço a Deus por ter permitido a realização desta longa e difícil jornada.

Ao meu orientador, Cursino Jacobina, pela valiosa oportunidade de fazer parte do grupo de pesquisa, pelos ensinamentos, conselhos, discussões e motivação ao longo do trabalho. Sem dúvida, um exemplo pessoal e profissional a ser seguido. Ao professor Isaac Freitas, pelas pertinentes discussões e sugestões de melhorias do trabalho. Aos professores Antônio Marcus, Marcelo Cavalcanti, Nady Rocha e Montiê Vitorino, por suas contribuições na banca de avaliação do trabalho.

Ao corpo docente do DEE e aos servidores da COPELE, Ângela e Pedro, que estão sempre à disposição dos alunos.

A todos os colegas pesquisadores do LEIAM, entre os quais: Filipe Bahia, Reuben Palmer, Amanda Monteiro, Bruna Gehrke, Nayara Brandão, Nayara Ingrid, João Paulo e Ayslan Caisson. Às colegas do LARCA, com as quais dividi momentos muito agradáveis: Jeane, Jamile e Stefânia.

Ao CNPq pelo suporte financeiro e aos demais colegas e funcionários da instituição que tornaram possível a realização do trabalho.

*"Only those who will risk going too far can possibly find out how far one can go."  
(T. S. Eliot)*

# Resumo

O uso de conversores estáticos em aplicações industriais tem impulsionado fortemente as pesquisas, na busca de soluções energeticamente eficientes. Dentre os conversores estáticos atualmente utilizados, os multiníveis têm se tornado cada vez mais populares, especialmente pela característica de superar os limites operacionais de funcionamento dos conversores convencionais de dois níveis e poder operar em sistemas de mais alta potência. O uso de máquinas multifases, permite o compartilhamento da corrente entre mais de três fases, possibilitando o uso de dispositivos semicondutores com baixos limites de tensão e corrente. Neste trabalho são desenvolvidas e analisadas topologias multiníveis do tipo CC-CA aplicadas no acionamento de máquinas de indução hexafásicas simétricas e assimétricas com terminais abertos. Estuda-se também, topologias multiníveis unidirecionais do tipo CA-CC utilizadas como retificadores semi-controlados em sistemas de geração de energia com geradores hexafásicos de ímã permanente, também com terminais abertos. As estruturas estudadas derivam da associação de conversores de três níveis do tipo NPC, controlados ou semi-controlados, conversores de dois níveis convencionais e pontes de diodos. Os estudos apresentados mostram que com o uso destas topologias, as formas de onda dos sinais de tensão e corrente geradas possuem baixa distorção harmônica e proporcionam baixas perdas de potência, sendo adequadas para uso em aplicações industriais de alta potência. Demonstra-se que a combinação das tecnologias multifases e multiníveis apresentam consideráveis vantagens em relação às topologias convencionais trifásicas de dois níveis. Neste trabalho, são desenvolvidos os modelos dinâmicos de todas as configurações estudadas, as técnicas de modulação utilizadas, os sistemas de controle de sincronismo de corrente e tensão dos sistemas unidirecionais, estudos de equalização das tensões dos barramentos CC e redução da quantidade de barramentos CC. O desempenho das configurações, de acordo com os critérios de distorção harmônica de tensão e corrente, perdas de condução e chaveamento nos dispositivos semi-condutores, são realizados. Resultados de simulações e experimentais, para validação das topologias, são apresentados.

**Palavras-chave:** Conversores Multiníveis, Máquinas de Seis Fases, Distorção Harmônica, Perdas nos Semicondutores, SV-PWM, LS-PWM.

# Abstract

The use of static converters in industrial applications has strongly driven research into energy efficient solutions. Among the static converters currently in use, multilevel converters have become increasingly popular, especially due to the fact that they exceed the operating limits of conventional two-level converters and can operate in higher power systems. The use of multiphase machines allows the sharing of current between more than three phases, enabling the use of semiconductor devices with low voltage and current limits. In this work, DC-AC multilevel topologies applied to drive symmetrical and asymmetric open-end six-phase induction machines are developed and analyzed. Unidirectional AC-DC multi-level topologies used as semi-controlled rectifiers in power generation systems with permanent magnet six-phase generators, with open end terminals are also investigated. The studied structures derive from the association of controlled or semi-controlled NPC-type three-level converters, conventional two-level converters and diode bridges. The studies presented show that with the use of these topologies, the generated voltage and current signal waveforms have low harmonic distortion and provide low power losses, being suitable for use in high power industrial applications. It has been shown that the combination of multi-phase and multilevel technologies has considerable advantages over conventional two-phase two-level topologies. In this work, the dynamic models of all studied configurations, the modulation techniques used, the current and voltage synchronization control systems of the unidirectional systems, studies of DC bus voltage equalization and reduction of the DC bus quantity, are developed. The performance of the configurations according to the criteria of harmonic voltage and current distortion, conduction and switching losses in the semiconductor devices are performed. Simulation and experimental results for topology validation are presented.

**Key-words:** Multilevel Converters, Six-Phase Machines, Harmonic Distortion, Semiconductor Losses, SV-PWM, LS-PWM.

# Lista de ilustrações

Figura 1.1 – Dispositivos semicondutores de alta potência . . . . .	3
Figura 1.2 – Topologias multiníveis e dois níveis . . . . .	4
Figura 1.3 – Classificação dos conversores de alta potência . . . . .	5
Figura 1.4 – Comparação entre um conversor de 2 níveis e um multinível . . . . .	6
Figura 1.5 – Aplicações típicas de sistemas multiníveis . . . . .	7
Figura 1.6 – Subdivisões de topologias híbridas. (a) NPC+CHB. (b) Pontes H-NPC em cascata. (c) ANPC+FC. . . . .	8
Figura 1.7 – Máquina de indução hexafásica genérica . . . . .	9
Figura 1.8 – Esquema de acionamento multinível multifases. (a) Configuração com quatro conversores VSI. (b) Máquina hexafásica em OEW. . . . .	14
Figura 1.9 – Conversores básicos. (a) Conversor NPC. (b) Conversor NPC semi-controlado. (c) Conversor de dois níveis controlado. (d) Ponte de diodos. . . . .	16
Figura 1.10–Topologias estudadas. (a) Topologia INV-OEW-HIB. (b) Topologia INV-OEW-NPC. (c) Topologia RET-OEW-PD. (d) Topologia RET-OEW-SC. . . . .	18
Figura 2.1 – Configuração INV-OEW-HIB. (a) Topologia proposta. (b) Circuito equivalente simplificado . . . . .	22
Figura 2.2 – Topologias convencionais. (a) Sistema hexafásico com doze braços (12L-OEW). (b) Sistema hexafásico com quinze braços (15L-OEW). . . . .	23
Figura 2.3 – Plano vetorial para a relação entre os barramentos $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ . . . . .	31
Figura 2.4 – Trajetórias dos vetores $\mathbf{v}_{\mathbf{nk}}^*$ para $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ . . . . .	31
Figura 2.5 – Plano vetorial para relação entre os barramentos CC $v_{ca} = v_{cb} = (2/3)v_{cc}$ . . . . .	32
Figura 2.6 – Plano vetorial para relação entre os barramentos CC $v_{ca} = v_{cb} = 4v_{cc}$ . . . . .	33
Figura 2.7 – Representação dos vetores da diagonal principal para $v_{ca} = v_{cb} = (2/3)v_{cc}$ . . . . .	35
Figura 2.8 – Representação dos vetores da diagonal principal para $v_{ca} = v_{cb} = 4v_{cc}$ . . . . .	35
Figura 2.9 – Estratégia de modulação com $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ . . . . .	36
Figura 2.10–Estratégia de modulação com $v_{ca} = v_{cb} = (2/3)v_{cc}$ e $v_{ca} = v_{cb} = 4v_{cc}$ . . . . .	37
Figura 2.11–Identificação dos setores com $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ . . . . .	38
Figura 2.12–Técnica LS-PWM para os setores 1 e 2. . . . .	40
Figura 2.13–Técnica LS-PWM aplicada para S1-S4, com $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ . . . . .	41
Figura 2.14–Técnica LS-PWM aplicada para S4-S8, com $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ . . . . .	41
Figura 2.15–Técnica LS-PWM aplicada para S9-S12, com $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ . . . . .	42
Figura 2.16–Técnica LS-PWM aplicada para S13-S16, com $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ . . . . .	42
Figura 2.17–Técnica LS-PWM aplicada para S17-S20, com $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ . . . . .	43
Figura 2.18–Implementação da modulação LS-PMW. . . . .	44

Figura 2.19–Resultados de simulação da topologia INV-OEW-HIB. (a) Tensão $v_{akck}$ para $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ . (b) Tensão $v_{akck}$ para $v_{ca} = v_{cb} = (2/3)v_{cc}$ . (c) Tensão $v_{akck}$ para $v_{ca} = v_{cb} = 4v_{cc}$ . . . . .	44
Figura 2.20–Estados de cargas dos barramentos 'A' e 'B' para $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ . . . . .	46
Figura 2.21–Estados de cargas dos barramentos 'A' e 'B' para $v_{ca} = v_{cb} = (2/3)v_{cc}$ . . . . .	48
Figura 2.22–Resultados de simulação da topologia INV-OEW-HIB para MIH com $\alpha = 0^\circ$ . (a) Tensão de fase $v_{sak}$ para $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ . (b) Tensão de fase $v_{sak}$ para $v_{ca} = v_{cb} = (2/3)v_{cc}$ . (c) Tensão de fase $v_{sak}$ para $v_{ca} = v_{cb} = 4v_{cc}$ . . . . .	49
Figura 2.23–Resultados de simulação da topologia INV-OEW-HIB para MIH com $\alpha = 0^\circ$ e $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ . (a) Tensão de fase $v_{sak}$ . (b) Tensão de fase média $v_{sa1,m}$ e tensão de referência $v_{sa1,ref}$ . . . . .	50
Figura 2.24–Resultados de simulação da topologia INV-OEW-HIB para MIH com $\alpha = 0^\circ$ e $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ . (a) Correntes do conversor 'C'. (b) Correntes do grupo 'a'. (c) Correntes do grupo 'b' . . . . .	51
Figura 2.25–Resultados de simulação da topologia INV-OEW-HIB para MIH com $\alpha = 30^\circ$ , $m = 1.154$ e $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ . (a) Tensão de fase $v_{sa1}$ e tensão de fase média $v_{sa1m}$ . (b) Correntes de fase da MIH . . . . .	52
Figura 2.26–Resultados de simulação da topologia INV-OEW-HIB para MIH com $\alpha = 30^\circ$ , $m=0,96$ e $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ . (a) Tensão de fase $V_{sa1}$ e tensão de fase média $V_{sa1m}$ . (b) Correntes de fase da MIH . . . . .	53
Figura 2.27–Resultados de simulação da topologia INV-OEW-HIB para MIH com $\alpha = 60^\circ$ , $m=0.96$ e $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ . (a) Tensão de fase $V_{sa1}$ e tensão de fase média $V_{sa1m}$ . (b) Correntes de fase da MIH . . . . .	54
Figura 2.28–Tensão de fase e tensão de modo comum para $\alpha = 0^\circ$ e $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ . . . . .	56
Figura 2.29–Redução de barramentos da topologia INV-OEW-HIB. (a) Diagrama de blocos da topologia. (b) Circuito equivalente simplificado . . . . .	58
Figura 2.30–Tensões de fase para sistema operando com dois barramentos. (a) $v_{cab} = v_{cc}$ , $\alpha = 0^\circ$ . (b) $v_{cab} = (2/3)v_{cc}$ , $\alpha = 0^\circ$ . (c) $v_{cab} = 4v_{cc}$ , $\alpha = 0^\circ$ . (d) $v_{cab} = v_{cc}$ , $\alpha = 30^\circ$ . (e) $v_{cab} = v_{cc}$ , $\alpha = 60^\circ$ . . . . .	61
Figura 2.31–Correntes de fase para sistema operando com três e com dois barramentos. (a) $i_{sa}$ , $\alpha = 30^\circ$ . (b) $i_{sa}$ , $\alpha = 60^\circ$ . (c) $i_{sa}$ e $i_o$ , $\alpha = 30^\circ$ . (d) $i_{sa}$ e $i_o$ , $\alpha = 60^\circ$ . . . . .	62
Figura 2.32–Resultados experimentais do equivalente monofásico da topologia INV-OEW-HIB. (a) Tensão $v_{a1c1}$ , corrente $i_{sa1}$ e tensão $v_{b1c1}$ , corrente $i_{sb1}$ para $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc} = 170V$ . (b) Tensão $v_{a1c1}$ , corrente $i_{sa1}$ e tensão $v_{b1c1}$ , corrente $i_{sb1}$ para $v_{ca} = v_{cb} = 274V$ e $v_{cc} = 68,5V$ . . . . .	67
Figura 3.1 – Configuração INV-OEW-NPC. (a) Topologia proposta. (b) Circuito equivalente simplificado . . . . .	69
Figura 3.2 – Plano vetorial para relação entre os barramentos $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ . . . . .	80

Figura 3.3 – Trajetórias dos vetores $\mathbf{v}_{\mathbf{nk}}^*$ para $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ . . . . .	80
Figura 3.4 – Planos vetoriais para a topologia INV-OEW-NPC. (a) $v_{ca} = v_{cb} = (1/2)v_{cc}$ . (b) $v_{ca} = v_{cb} = 2v_{cc}$ . (c) $v_{ca} = v_{cb} = (1/3)v_{cc}$ . (d) $v_{ca} = v_{cb} = 3v_{cc}$ . . . . .	81
Figura 3.5 – Identificação dos setores com $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ . . . . .	82
Figura 3.6 – Diagrama de cargas dos barramentos com $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ . (a) $i_{ck} \geq 0$ . (b) $i_{ck} < 0$ . . . . .	84
Figura 3.7 – Estratégia de modulação com $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ . . . . .	88
Figura 3.8 – Técnica LS-PWM com $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ . (a) Setores S1 - S4. (b) Setores S5 - S8. . . . .	89
Figura 3.9 – Redução de Barramentos da Topologia INV-OEW-NPC. (a) Diagrama de Blocos da Topologia. (b) Circuito Equivalente Simplificado . . . . .	90
Figura 3.10 – Resultados de simulação da tensão $v_{akck}$ . (a) $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ . (b) $v_{ca} = v_{cb} = (1/2)v_{cc}$ . (c) $v_{ca} = v_{cb} = 2v_{cc}$ . (d) $v_{ca} = v_{cb} = (1/3)v_{cc}$ . (e) $v_{ca} = v_{cb} = 3v_{cc}$ . . . . .	93
Figura 3.11 – Tensões de fase $v_{sak}$ . (a) $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ , $\alpha = 0^\circ$ . (b) $v_{ca} = v_{cb} = (1/2)v_{cc}$ , $\alpha = 0^\circ$ . (c) $v_{ca} = v_{cb} = 2v_{cc}$ , $\alpha = 0^\circ$ . (d) $v_{ca} = v_{cb} = (1/3)v_{cc}$ , $\alpha = 0^\circ$ . (e) $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ , $\alpha = 30^\circ$ . (f) $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ , $\alpha = 60^\circ$ . . . . .	94
Figura 3.12 – Tensões e correntes de fase. (a) $v_{sak}$ , $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ , $\alpha = 0^\circ$ . (b) $i_{sak}$ , $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ , $\alpha = 0^\circ$ . (c) $v_{sak}$ , $v_{ca} = v_{cb} = (1/2)v_{cc}$ , $\alpha = 0^\circ$ . (d) $i_{sak}$ , $v_{ca} = v_{cb} = (1/2)v_{cc}$ , $\alpha = 0^\circ$ . (e) $v_{sak}$ , $v_{ca} = v_{cb} = 2v_{cc}$ , $\alpha = 0^\circ$ . (f) $i_{sak}$ , $v_{ca} = v_{cb} = 2v_{cc}$ , $\alpha = 0^\circ$ . . . . .	95
Figura 3.13 – Tensões e correntes de fase. (a) $v_{sak}$ , $v_{ca} = v_{cb} = (1/3)v_{cc}$ , $\alpha = 0^\circ$ . (b) $i_{sak}$ , $v_{ca} = v_{cb} = (1/3)v_{cc}$ , $\alpha = 0^\circ$ . (c) $v_{sak}$ , $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ , $\alpha = 30^\circ$ . (d) $i_{sak}$ , $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ , $\alpha = 30^\circ$ . (e) $v_{sak}$ , $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ , $\alpha = 60^\circ$ . (f) $i_{sak}$ , $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ , $\alpha = 60^\circ$ . . . . .	96
Figura 3.14 – Transitório de carga. (a) Balanceamento do barramento 'A', $\alpha = 30^\circ$ . (b) Balanceamento do barramento 'B', $\alpha = 30^\circ$ . (c) $i_{sak}$ , $\alpha = 30^\circ$ . . . . .	97
Figura 3.15 – Comparações três/dois barramentos. (a) $v_{sak}$ , três barramentos e $\alpha = 30^\circ$ . (b) $v_{sak}$ , dois barramentos e $\alpha = 30^\circ$ . (c) $i_{sak}$ , três barramentos e $\alpha = 30^\circ$ . (d) $i_{sak}$ , dois barramentos e $\alpha = 30^\circ$ . . . . .	98
Figura 3.16 – Comparações três/dois barramentos. (a) $v_{sak}$ , três barramentos e $\alpha = 60^\circ$ . (b) $v_{sak}$ , dois barramentos e $\alpha = 60^\circ$ . (c) $i_{sak}$ , três barramentos e $\alpha = 60^\circ$ . (d) $i_{sak}$ , dois barramentos e $\alpha = 60^\circ$ . . . . .	99
Figura 3.17 – Resultados experimentais do equivalente monofásico da topologia INV-OEW-HIB. (a) Tensão $v_{a1c1}$ , corrente $i_{sa1}$ e tensão $v_{b1c1}$ , corrente $i_{sb1}$ para $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc} = 172V$ . (b) Tensão $v_{a1c1}$ , corrente $i_{sa1}$ e tensão $v_{b1c1}$ , corrente $i_{sb1}$ para $v_{ca} = v_{cb} = 230V$ e $v_{cc} = 115V$ . (c) Tensão $v_{a1c1}$ , corrente $i_{sa1}$ e tensão $v_{b1c1}$ , corrente $i_{sb1}$ para $v_{ca} = v_{cb} = 259V$ e $v_{cc} = 86V$ . . . . .	106

Figura 4.1 – Configuração RET-OEW-PD. (a) Topologia proposta. (b) Circuito equivalente simplificado . . . . .	109
Figura 4.2 – Configuração convencional. . . . .	111
Figura 4.3 – Plano vetorial $v_{akck}$ x $v_{bkck}$ para $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ . . . . .	116
Figura 4.4 – Diagrama de cargas dos barramentos para $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ . . . . .	117
Figura 4.5 – Estratégia de modulação LS-PWM, com $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ . . . . .	118
Figura 4.6 – Técnica LS-PWM com $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ . (a) Setores S1 - S4. (b) Setores S5 - S8. . . . .	119
Figura 4.7 – Configuração RET-OEW-SC. (a) Topologia proposta. (b) Circuito equivalente simplificado . . . . .	121
Figura 4.8 – Diagramas vetoriais. (a) Operação com $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ . (b) Operação com $v_{ca} = v_{cb} = 2v_{cc}$ . . . . .	123
Figura 4.9 – Diagrama de controle das topologias estudadas . . . . .	124
Figura 4.10–Tensão $v_{akck}$ . (a) Topologia 1, $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ . (b) Topologia 2, $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ . (c) Topologia 2, $v_{ca} = v_{cb} = 2v_{cc}$ . . . . .	126
Figura 4.11–Topologia 1, com $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ . (a) Tensão $v_{sak}$ (b) $v_{sak}$ média e $i_{sak}$ . (c) Correntes de fase do grupo $a$ . (d) Balanceamento do barramento 'A'. . . . .	127
Figura 4.12–Operação com $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ . (a) Tensão $v_{akck}$ (b) Tensão de fase $v_{sak}$ . . . . .	128
Figura 4.13–Resultados experimentais do equivalente monofásico da topologia RET-OEW-PD para $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc} = 172V$ . (a) Tensões $v_{sa1}$ , $v_{sa2}$ e correntes $i_{sa1}$ e $i_{sa2}$ . (b) Tensão $v_{sa1}$ , corrente $i_{sa1}$ . (c) Tensões $v_{sa1}$ , $v_{sa2}$ , $v_{sa3}$ . . . . .	130

# Lista de tabelas

Tabela 2.1 – Tensões de polo $v_{xk0x}$ , com $x = \{a, b\}$ . . . . .	24
Tabela 2.2 – Tensões de polo $v_{ck0c}$ . . . . .	24
Tabela 2.3 – Amplitude das correntes do conversor 'C', em função de $\alpha$ . . . . .	25
Tabela 2.4 – Vetores e tensões para relação de barramentos CC $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ . . .	26
Tabela 2.5 – Vetores e tensões para relação de barramentos CC $v_{ca} = v_{cb} = (2/3)v_{cc}$	27
Tabela 2.6 – Vetores e tensões para relação de barramentos CC $v_{ca} = v_{cb} = 4v_{cc}$ . . .	27
Tabela 2.7 – Sequência de aplicação dos vetores para relação de barramentos CC $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ . . . . .	34
Tabela 2.8 – Sequência de aplicação dos vetores para relação de barramentos CC $v_{ca} = v_{cb} = (2/3)v_{cc}$ . . . . .	35
Tabela 2.9 – Sequência de aplicação dos vetores para relação de barramentos CC $v_{ca} = v_{cb} = 4v_{cc}$ . . . . .	36
Tabela 2.10–Identificação dos setores. . . . .	38
Tabela 2.11–Técnica LS-PWM - Setor 1 . . . . .	39
Tabela 2.12–Escolha dos vetores . . . . .	39
Tabela 2.13–Tensão de modo-comum para $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ . . . . .	55
Tabela 2.14–Distorção harmônica para $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ . . . . .	57
Tabela 2.15–Comparações de perdas nos dispositivos semicondutores . . . . .	58
Tabela 2.16–Resultados obtidos para o sistema operando com três barramentos e frequência de chaveamento de 10kHz . . . . .	64
Tabela 2.17–Resultados obtidos para o sistema operando com três barramentos e frequência de chaveamento de 6,5kHz . . . . .	65
Tabela 2.18–Distorções harmônicas dos sistemas operando com três e dois barra- mentos. . . . .	66
Tabela 3.1 – Tensões de polo $v_{xk0x}$ , com $x = \{a, b, c\}$ . . . . .	71
Tabela 3.2 – Vetores de tensão do plano $v_{akck}$ x $v_{bkck}$ para a relação de barramentos CC $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ . . . . .	73
Tabela 3.3 – Vetores de tensão do plano $v_{akck}$ x $v_{bkck}$ para a relação de barramentos CC $v_{ca} = v_{cb} = (1/2)v_{cc}$ . . . . .	74
Tabela 3.4 – Vetores de tensão do plano $v_{akck}$ x $v_{bkck}$ para a relação de barramentos CC $v_{ca} = v_{cb} = 2v_{cc}$ . . . . .	75
Tabela 3.5 – Vetores de tensão do plano $v_{akck}$ x $v_{bkck}$ para a relação de barramentos CC $v_{ca} = v_{cb} = (1/3)v_{cc}$ . . . . .	76
Tabela 3.6 – Vetores de tensão do plano $v_{akck}$ x $v_{bkck}$ para a relação de barramentos CC $v_{ca} = v_{cb} = 3v_{cc}$ . . . . .	77
Tabela 3.7 – Identificação dos setores. . . . .	82

Tabela 3.8 – Sequências de aplicações dos vetores para relação de barramentos CC $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ , considerando-se o critério do chaveamento mínimo . . .	85
Tabela 3.9 – Sequências de aplicações dos vetores para relação de barramentos CC $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ , considerando-se o critério de balanceamento das tensões dos barramentos. Setores S1 - S12 . . . . .	86
Tabela 3.10–Sequências de aplicações dos vetores para relação de barramentos CC $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ , considerando-se o critério de balanceamento das tensões dos barramentos. Setores S13 - S24 . . . . .	87
Tabela 3.11–Tensões de polo $v_{xk0x}$ , com $x = \{m, c\}$ . . . . .	92
Tabela 3.12–Tensão de modo-comum para $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ . . . . .	100
Tabela 3.13–Distorção harmônica para $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ . . . . .	101
Tabela 3.14–Comparações de perdas nos dispositivos semicondutores . . . . .	102
Tabela 3.15–Resultados obtidos para o sistema operando com três barramentos e frequência de chaveamento de 10kHz . . . . .	103
Tabela 3.16–Resultados obtidos para o sistema operando com três barramentos e frequência de chaveamento de 10kHz . . . . .	104
Tabela 4.1 – Tensões de polo $v_{xk0x}$ , com $x = \{a, b\}$ . . . . .	112
Tabela 4.2 – Tensões de polo $v_{ck0c}$ . . . . .	112
Tabela 4.3 – Vetores e tensões geradas nos planos $v_{akck} \times v_{bkck}$ para $i_{ck} \geq 0$ . . . . .	113
Tabela 4.4 – Vetores e tensões geradas nos planos $v_{akck} \times v_{bkck}$ para $i_{ck} < 0$ . . . . .	113
Tabela 4.5 – Sequência de aplicação dos vetores para $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ . . . . .	117
Tabela 4.6 – Níveis de tensões $v_{akck}$ e $v_{bkck}$ para $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ - Configuração RET-OEW-SC . . . . .	122
Tabela 4.7 – Níveis de tensões $v_{akck}$ e $v_{bkck}$ para $v_{ca} = v_{cb} = 2v_{cc}$ - Configuração RET-OEW-SC . . . . .	123
Tabela 4.8 – Distorção harmônica para $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ . . . . .	125
Tabela 4.9 – Perdas de potência para $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ . . . . .	129
Tabela 4.10–Resultados obtidos para o sistema operando com frequência de chave- amento de 10kHz. . . . .	129
Tabela 5.1 – Convenções utilizadas. . . . .	135
Tabela 5.2 – Comparações dos inversores INV-OEW-HIB e INV-OEW-NPC, ope- rando com três barramentos e frequência de chaveamento de 10kHz, com $\alpha = 0^\circ$ . . . . .	136
Tabela 5.3 – Comparações dos inversores INV-OEW-HIB e INV-OEW-NPC, ope- rando com três barramentos e frequência de chaveamento de 10kHz, com $\alpha = 30^\circ$ e $\alpha = 60^\circ$ . . . . .	137
Tabela 5.4 – Comparações dos Retificadores RET-OEW-PD e RET-OEW-SC, ope- rando com três barramentos e frequência de chaveamento de 10kHz. . .	138

# Lista de abreviaturas e siglas

CA	Corrente Alternada.
CA-CC	Corrente Alternada - Corrente Contínua.
CC-CA	Corrente Contínua - Corrente Alternada.
CB-PWM	<i>Carrier-Based PWM</i> (PWM Baseado em Portadoras).
CC	Corrente Contínua.
CHB	<i>Cascade H-Bridge</i> (Ponte H em Cascata).
CMV	<i>Common Mode Voltage</i> (Tensão de Modo Comum).
CSI	<i>Current Source Inverter</i> (Inversor Fonte de Corrente).
DSP	<i>Digital Signal Processor</i> (Processador de Sinal Digital).
FC	<i>Flying Capacitor</i> (Capacitor Flutuante).
INV-OEW-HIB	Topologia investigada 1.
INV-OEW-NPC	Topologia investigada 2.
RET-OEW-PD	Topologia investigada 3.
RET-OEW-SC	Topologia investigada 4.
12L-OEW	Topologia convencional 1.
15L-OEW	Topologia convencional 2.
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i> (Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos).
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> (Transistor Bipolar de Porta Isolada).
LS-PWM	<i>Level-Shifted PWM</i> (Técnica PWM baseada no uso de múltiplas portadoras para diferentes níveis de tensão).
MATLAB	<i>MATrix LABoratory</i> (Software para Cálculo Numérico).
MIH	Máquina de Indução Hexafásica.
MMC	<i>Modular Multilevel Converter</i> (Conversor Multinível Modular).

NPC	<i>Neutral Point Clamped</i> (Conversor de Neutro Grampeado).
OEW	<i>Open-End Windings</i> (Enrolamentos Abertos).
PI	Proporcional e Integral.
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i> (Malha de Captura de Fase).
PMSG	<i>Permanent Magnet Synchronous Generator</i> (Gerador síncrono de Ímãs Permanentes)
PS-PWM	<i>Phase-Shifted PWM</i> (Técnica PWM baseada no uso de múltiplas portadoras defasadas entre si).
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> (Modulação por Largura de Pulso).
RMS	<i>Root Mean Square</i> (Raiz Média Quadrática).
SCR	<i>Silicon Controlled Rectifier</i> (Retificador Controlado de Silício).
SPWM	<i>Sinusoidal PWM</i> (Técnica PWM escalar baseada em uma única portadora).
SV-PWM	<i>Space Vector PWM</i> (Técnica PWM baseada na análise de espaços vectoriais).
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i> (Distorção Harmônica Total).
UPS	<i>Uninterruptible Power Supply</i> (Fonte de Tensão Ininterrupta).
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i> (Inversor Fonte de Tensão).
WECS	<i>Wind Energy Conversion System</i> (Sistema de Conversão de Energia Eólica).
WTHD	<i>Weight Total Harmonic Distortion</i> (Distorção Harmônica Total Ponderada).

# Lista de símbolos

*	Designa uma variável de referência.
$a$ e $b$	Subíndices referentes aos grupos de enrolamentos da máquina hexafásica (grupo $a$ e grupo $b$ ).
$l$	Subíndice indicativo de grandeza da carga.
$c$	Subíndice de grandeza dos braços compartilhados.
$d_v/d_t$	Derivada da tensão em relação ao tempo.
$d_i/d_t$	Derivada da corrente em relação ao tempo.
$k$	Subíndice das variáveis do sistema, $k = 1, 2, 3$ .
$s_a$	Subíndice indicativo de grandeza do grupo $a$ da MIH.
$s_b$	Subíndice indicativo de grandeza do conjunto $b$ da MIH.
$p$	Derivada ( $d/dt$ ).
$i_{sak}$	Corrente de fase do grupo $a$ para $k = 1, 2, 3$ .
$i_{sbk}$	Corrente de fase do grupo $b$ para $k = 1, 2, 3$ .
$i_{ck}$	Corrente do conversor 'C' para $k = 1, 2, 3$ .
$I_a^*$	Referência da amplitude da corrente no grupo $a$ .
$I_b^*$	Referência da amplitude da corrente no grupo $b$ .
$r_s$	Resistência interna da MIH.
$l_s$	Indutância interna da linha e/ou da fonte.
$Z_l$	Impedância da carga.
$R_l$	Resistência da carga.
$L_l$	Indutância da carga.
$q_{ak}$	Chaves de potência do conversor 'A' para $k = 1, 2, 3$ .
$q_{bk}$	Chaves de potência do conversor 'B' para $k = 1, 2, 3$ .
$q_{ck}$	Chaves de potência do conversor 'C' para $k = 1, 2, 3$ .

$P_{cd}$	Perdas por condução.
$P_{ch}$	Perdas por chaveamento.
$P_{to}$	Perdas totais.
$m$	Índice de modulação.
$N$	Número de harmônicos considerados.
$e_{sak}$ e $e_{sbk}$	Tensões internas da máquina hexafásica.
$f_{ch}$	Frequência de chaveamento.
$f_{qak}$	Frequência média de chaveamento da chave $q_a$ .
$f_{qbk}$	Frequência média de chaveamento da chave $q_b$ .
$f_{qck}$	Frequência média de chaveamento da chave $q_c$ .
$R_g$	Controlador de dupla sequência.
$t_{xk}, t_{yk}, t_{zk}$	Tempos de aplicação dos vetores $\mathbf{v}_{xk}$ , $\mathbf{v}_{yk}$ e $\mathbf{v}_{zk}$ .
$\mathbf{v}_{nk}$	Vetores de tensão no plano $k$ , com $n=1,2,3,\dots$
$\mathbf{v}_k^*$	Vetor de tensão de referência no plano $k$ .
$\mathbf{v}_{xk}, \mathbf{v}_{yk}, \mathbf{v}_{zk}$	Vetores de tensão que formam um setor triangular no plano $k$ .
$E_{123}$	Tensão do barramento CC do sistema trifásico.
$I_s^*$	Referência da amplitude da corrente na máquina.
$n$	Número de fases de uma máquina.
$R_C$	Bloco controlador da tensão no barramento.
$R_d, R_q$	Bloco controladores de corrente da máquina.
$S_{in}$	Bloco de sincronização entre a corrente e a tensão no enrolamento da máquina.
$k_i$	Ganho integral.
$k_p$	Ganho proporcional.
$\vec{V}^*$	Vetor de tensão de referência.
$T_s$	Período de chaveamento.

$v_{sak}$	Tensão de fase do grupo 'a' para $k = 1, 2, 3$ .
$v_{sbk}$	Tensão de fase do grupo 'b' para $k = 1, 2, 3$ .
$v_{akck}$	Tensão entre os braços $a_k$ e $c_k$ para $k = 1, 2, 3$ .
$v_{bkck}$	Tensão entre os braços $b_k$ e $c_k$ para $k = 1, 2, 3$ .
$v_{0ac}$	Tensão entre os pontos $0_a$ e $0_c$ .
$v_{0bc}$	Tensão entre os pontos $0_b$ e $0_c$ .
$v_{ak0a}$	Tensão de polo dos braços $a_k$ para $k = 1, 2, 3$ .
$v_{bk0b}$	Tensão de polo dos braços $b_k$ para $k = 1, 2, 3$ .
$v_{ck0c}$	Tensão de polo dos braços $c_k$ para $k = 1, 2, 3$ .
$v_{Ca}$	Tensão do barramento do conversor 'A'.
$v_{Cb}$	Tensão do barramento do conversor 'B'.
$v_{Cc}$	Tensão do barramento do conversor 'C'.
$\alpha$	Ângulo entre os dois conjuntos de enrolamentos trifásicos da máquina hexafásica.
$\beta_1$	Amplitude da componente fundamental do sinal.
$\beta_n$	Amplitude da componente harmônica do sinal de ordem $n$ .
$\omega_e$	Frequência do controlador de dupla sequência.

# Sumário

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO GERAL</b>	<b>1</b>
<b>1.1</b>	<b>Apresentação do Tema</b>	<b>1</b>
<b>1.2</b>	<b>Conversores Multiníveis</b>	<b>5</b>
<b>1.3</b>	<b>Topologias Multiníveis Híbridas</b>	<b>6</b>
<b>1.4</b>	<b>Máquinas Multifases</b>	<b>7</b>
<b>1.5</b>	<b>Revisão Bibliográfica</b>	<b>9</b>
1.5.1	Tecnologia Multinível	9
1.5.2	Sistemas Multifases	10
1.5.3	Conversores Multiníveis Multifases	12
1.5.4	Estratégias de Modulação PWM	13
1.5.5	Estratégia de Modulação Multidimensional	14
<b>1.6</b>	<b>Motivação e Objetivos do Trabalho</b>	<b>15</b>
<b>1.7</b>	<b>Contribuições do Trabalho</b>	<b>16</b>
<b>1.8</b>	<b>Publicações</b>	<b>17</b>
<b>1.9</b>	<b>Organização do Trabalho</b>	<b>18</b>
<b>2</b>	<b>CONVERSOR CC-CA - CONFIGURAÇÃO INV-OEW-HIB</b>	<b>20</b>
<b>2.1</b>	<b>Introdução</b>	<b>20</b>
<b>2.2</b>	<b>Configuração INV-OEW-HIB</b>	<b>21</b>
2.2.1	Modelo do Sistema	21
2.2.2	Corrente do Conversor Compartilhado	25
2.2.3	Vetores de Tensão	25
2.2.4	Tensões de Polo de Referência	28
2.2.4.1	Determinação de $v_{0ac}^*$ a partir de $v_{sak}^*$	28
2.2.4.2	Determinação de $v_{0bc}^*$ a partir de $v_{sbk}^*$	29
2.2.5	Implementação da Estratégia PWM	29
2.2.5.1	Estratégia SV-PWM	30
2.2.5.2	Sequência de Vetores	34
2.2.5.3	Estratégia LS-PWM	35
2.2.6	Balanceamento das Tensões dos Barramentos CC	45
2.2.7	Resultados de Simulações	45
2.2.7.1	Simulações para MIH com $\alpha = 0^\circ$	45
2.2.7.2	Simulações para MIH com $\alpha = 30^\circ$ e $\alpha = 60^\circ$	47
2.2.8	Tensão de Modo Comum	55
2.2.9	Distorção Harmônica	55

2.2.10	Perdas de Potência nos Dispositivos Semicondutores . . . . .	57
<b>2.3</b>	<b>Estudo de Redução do Número de Barramentos . . . . .</b>	<b>57</b>
2.3.0.1	Modelo do Sistema com Dois Barramentos . . . . .	59
2.3.0.2	Simulações do Sistema Operando com Dois Barramentos . . . . .	60
<b>2.4</b>	<b>Resultados do Sistema . . . . .</b>	<b>60</b>
2.4.1	Resultados Experimentais . . . . .	63
<b>2.5</b>	<b>Conclusões . . . . .</b>	<b>65</b>
<b>3</b>	<b>CONVERSOR CC-CA - CONFIGURAÇÃO INV-OEW-NPC . . . . .</b>	<b>68</b>
<b>3.1</b>	<b>Introdução . . . . .</b>	<b>68</b>
<b>3.2</b>	<b>Configuração INV-OEW-NPC . . . . .</b>	<b>69</b>
3.2.1	Modelo do Sistema . . . . .	70
3.2.2	Vetores de Tensão . . . . .	72
3.2.3	Tensões de Polo de Referência . . . . .	74
3.2.3.1	Determinação de $v_{0ac}^*$ a partir de $v_{sak}^*$ . . . . .	75
3.2.3.2	Determinação de $v_{0bc}^*$ a partir de $v_{sbk}^*$ . . . . .	78
3.2.4	Implementação da Estratégia PWM . . . . .	78
3.2.4.1	Estratégia SV-PWM . . . . .	79
3.2.4.2	Sequência de Vetores . . . . .	83
3.2.4.3	Estratégia LS-PWM . . . . .	85
3.2.5	Estudo de Redução do Número de Barramentos . . . . .	90
3.2.5.1	Modelo do Sistema com Dois Barramentos . . . . .	91
3.2.6	Resultados de Simulações . . . . .	92
3.2.6.1	Simulações para MIH com $\alpha = 0^\circ, 30^\circ$ e $60^\circ$ . . . . .	92
3.2.7	Simulações do Sistema Operando com Dois Barramentos . . . . .	97
3.2.8	Tensão de Modo Comum . . . . .	98
3.2.9	Distorção Harmônica . . . . .	100
3.2.10	Perdas de Potência nos Dispositivos Semicondutores . . . . .	101
<b>3.3</b>	<b>Resultados do Sistema . . . . .</b>	<b>101</b>
3.3.1	Resultados Experimentais . . . . .	104
<b>3.4</b>	<b>Conclusões . . . . .</b>	<b>105</b>
<b>4</b>	<b>CONVERSORES CA-CC - CONFIGURAÇÕES RET-OEW-PD E RET-OEW-SC . . . . .</b>	<b>108</b>
<b>4.1</b>	<b>Introdução . . . . .</b>	<b>108</b>
<b>4.2</b>	<b>Configuração RET-OEW-PD . . . . .</b>	<b>108</b>
4.2.1	Modelo do Sistema . . . . .	110
4.2.2	Vetores de Tensão - Topologia RET-OEW-PD . . . . .	112
4.2.3	Tensões de Polo de Referência . . . . .	113
4.2.3.1	Determinação de $v_{0ac}^*$ a partir de $v_{sak}^*$ . . . . .	113

4.2.3.2	Determinação de $v_{0bc}^*$ a partir de $v_{sbk}^*$ . . . . .	114
4.2.4	Implementação da Estratégia PWM . . . . .	115
4.2.5	Modulação SVPWM e LS-PWM . . . . .	115
4.2.6	Sequência de Vetores . . . . .	117
4.2.7	Estratégia LS-PWM . . . . .	118
<b>4.3</b>	<b>Configuração RET-OEW-SC . . . . .</b>	<b>118</b>
4.3.1	Modelo do Sistema . . . . .	120
4.3.2	Vetores de Tensão - Topologia RET-OEW-SC . . . . .	122
4.3.3	Estratégia de Controle . . . . .	122
4.3.4	Resultados de Simulações . . . . .	124
4.3.5	Distorção Harmônica . . . . .	125
4.3.6	Perdas nos Semicondutores . . . . .	126
4.3.7	Resultados Experimentais . . . . .	128
<b>4.4</b>	<b>Conclusões . . . . .</b>	<b>131</b>
<b>5</b>	<b>CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS . . . . .</b>	<b>132</b>
<b>5.1</b>	<b>Conclusões e Trabalhos Futuros . . . . .</b>	<b>132</b>
<b>5.2</b>	<b>Conclusões Gerais . . . . .</b>	<b>132</b>
<b>5.3</b>	<b>Trabalhos Futuros . . . . .</b>	<b>139</b>
	<b>REFERÊNCIAS . . . . .</b>	<b>140</b>

# 1 Introdução Geral

## 1.1 Apresentação do Tema

A tecnologia de processamento de energia elétrica tem evoluído significativamente nas últimas cinco décadas, principalmente pelos avanços alcançados pela eletrônica de potência e pelo desenvolvimento de dispositivos semicondutores capazes de operar em uma ampla faixa de potência que pode ir de milliwatts à gigawatts. As aplicações desta área têm se expandido rapidamente em ambientes industriais, comerciais, residenciais, de transporte, aeroespacial, militar, entre outros. Fatores determinantes para esta expansão envolvem a redução de custos, peso e tamanho dos equipamentos e considerável melhoria do desempenho dos processos industriais [1].

Nos modernos ambientes de automação industrial, os sistemas de acionamento de motores e controle de movimento, implementados com base na eletrônica de potência, permitem um alto nível de produtividade industrial e por consequência, melhoria na qualidade do produto fabricado.

Com a globalização da automação industrial, necessidade de conservação de energia e medidas de controle de poluição ambiental cada vez mais exigentes, o impacto da eletrônica de potência tem sido cada vez maior na sociedade [2]. Estima-se que o consumo de energia elétrica deve dobrar até 2050 [3] e isto representa um desafio para a eletrônica de potência na busca de sistemas de conversão e controle cada vez mais eficientes e integrados. Até 2030, apontam alguns estudos, a eletrônica de potência estará presente em toda a cadeia de produção de energia elétrica, desde a geração até o consumo final [4].

A utilização de conversores estáticos para acionamento de motores segue a mesma tendência de crescimento, sobretudo, devido à crescente demanda das indústrias por processos mais automatizados, com menor custo de produção e que não agridam o meio ambiente [5]. No passado, devido à simplicidade de controle, os motores de corrente contínua (CC) eram largamente utilizados em aplicações à velocidade variável, enquanto as máquinas de indução de corrente alternada (CA) se limitavam à operações com velocidade fixa, cujo valor era determinado por suas características construtivas e pela frequência da tensão de alimentação da rede de energia. No entanto, devido ao rápido desenvolvimento da tecnologia dos semicondutores e da introdução no mercado de componentes eletrônicos cada vez mais rápidos, associados a conversores estáticos que permitem a operação em velocidade variável, a máquina de indução está sendo cada vez mais utilizada em sistemas de acionamento de alto desempenho e alta confiabilidade na indústria, com significativa economia de energia elétrica e com baixo custo de manutenção [6].

Os conversores estáticos são regularmente utilizados em uma grande variedade de aplicações tais como: compressores, bombas, ventiladores, extrusoras, moinhos, esteiras transportadoras, sistemas de transporte (tração de trens, propulsão de navios e aplicações automotivas), sistemas de conversão de energia [7], mineração, indústria petroquímica, indústria aeroespacial, entre outras [1, 8, 9]. Neste contexto, o acionamento de máquinas de corrente alternada com conversores estáticos tornou-se um fator estratégico e dominante na indústria. A integração destes equipamentos em aplicações industriais de baixa tensão e baixa potência, especialmente as que envolvem controle de posição e de velocidade, é bastante difundida. Muitas aplicações, contudo, passaram a demandar conversores estáticos com potência cada vez maior. No entanto, a utilização de conversores estáticos convencionais em aplicações de alta potência<sup>1</sup> depende dos limites operacionais de capacidade de condução de corrente e da capacidade de bloqueio de tensão dos dispositivos semicondutores [10], [11].

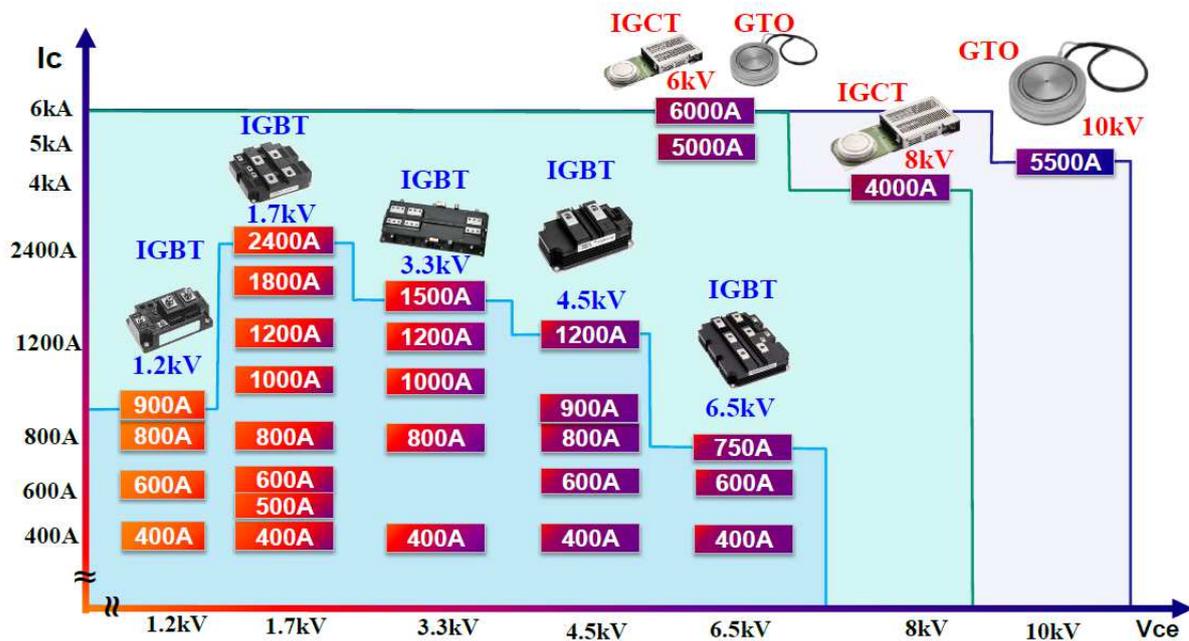
Neste contexto, os centros de pesquisa e a indústria passaram a considerar duas alternativas para contornar o problema: a primeira trata do desenvolvimento de dispositivos semicondutores capazes de trabalhar com níveis de tensão e corrente mais altos que a dos IGBT's (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) (atualmente 8kV e 6kA [12], [13], conforme mostrado na Figura 1.1), mantendo-se as topologias de conversores convencionais de dois níveis do tipo fonte de tensão ou VSI (*Voltage Source Inverter*) e do tipo fonte de corrente ou CSI (*Current Source Inverter*); a segunda alternativa trata do desenvolvimento de novas topologias de conversores com a utilização dos dispositivos semicondutores IGBT's tradicionais [12], conforme ilustrado na Figura 1.2.

Apesar da primeira alternativa ter a vantagem de poder se trabalhar com as já amplamente estudadas topologias de dois níveis, os dispositivos semicondutores de alta potência aplicados ainda são muito caros. A segunda alternativa deu origem às topologias multiníveis que, apresentam a vantagem do uso de dispositivos semicondutores convencionais. Contudo, são estruturas mais complexas e desafiadoras quanto ao controle e implementação [11, 12].

Inversores multiníveis produzem tensões de saída com formas de onda de boa qualidade mas a sua implementação requer um grande número de dispositivos semicondutores e apresentam estratégias de modulação complexas. Em geral, os três tipos de estruturas de conversão multiníveis mais exploradas na literatura são a NPC (*Neutral Point Clamped*), capacitor flutuante ou FC (*Flying Capacitor*) e as pontes H em cascata ou CHB (*Cascade H-Bridge*). Estas três topologias são consideradas estruturas multiníveis básicas porque delas derivaram várias outras topologias multiníveis reportadas na literatura e aplicadas em sistemas de tração, mineração, indústria automotiva, energias renováveis,

<sup>1</sup> Na indústria de conversores de potência, considera-se média tensão o intervalo 2,3-6,6kV e alta potência o intervalo 1-50MW [10].

Figura 1.1 – Dispositivos semicondutores de alta potência



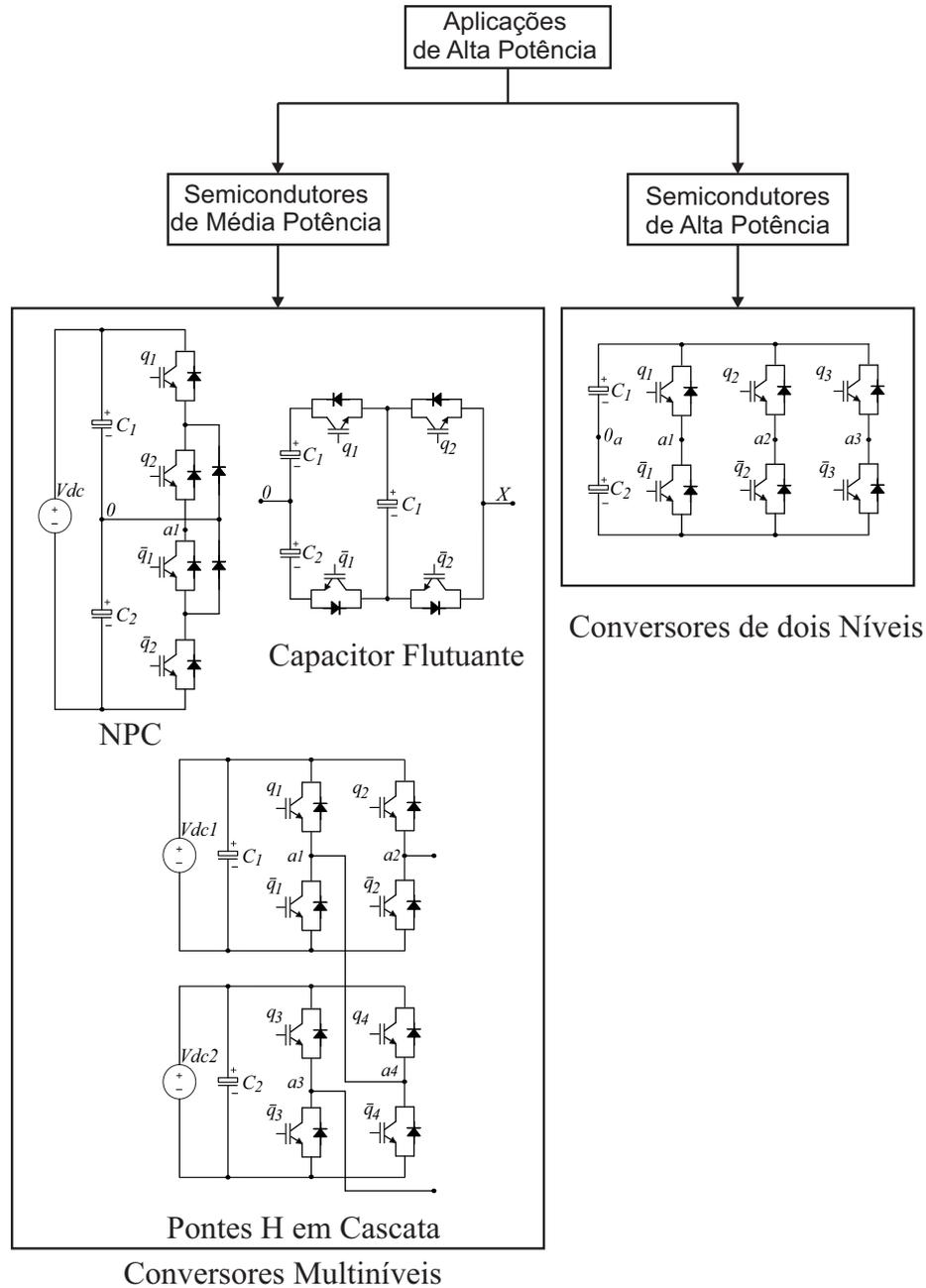
Fonte: Extraído de [13]

sistemas de acionamento à velocidade variável e sistemas de alimentação ininterruptos ou UPS (*Uninterruptible Power Supply*) [9].

Na área de acionamento de máquinas, duas alternativas atualmente em uso mostram-se viáveis para aplicações em sistemas industriais de alta potência. A primeira alternativa baseia-se no uso de conversores multiníveis para a distribuição de potência por fase entre um número de dispositivos semicondutores normalmente maior que os utilizados em sistemas de dois níveis. A segunda alternativa é pelo uso de máquinas multifases, que são máquinas com mais de três fases. A ideia é dividir a potência total entre mais fases de forma que com uma menor potência por fase seja possível a utilização de dispositivos semicondutores mais baratos [14, 15]. A medida que o número de fases aumenta, maiores valores de potência podem ser alcançados. Máquinas elétricas multifases, quando comparadas com máquinas elétricas trifásicas, de mesma potência, apresentam vantagens como menor oscilação de conjugado, menor corrente por fase, reduzido conteúdo harmônico na corrente do barramento, maior confiabilidade devido a melhor tolerância à faltas, alta densidade de potência, entre outras [16–18]. Eventualmente, o custo do conjunto conversor-máquina aumenta com o número de fases. No entanto, o custo extra pode ser justificado pela aplicação e pelo melhor desempenho do sistema.

A combinação das tecnologias de máquinas multifases com sistemas multiníveis representa um tema de grande interesse nos centros de pesquisa e nas empresas fabricantes de motores e sistemas de acionamento. Os recentes avanços da eletrônica de potência e o

Figura 1.2 – Topologias multiníveis e dois níveis



Fonte: Próprio autor

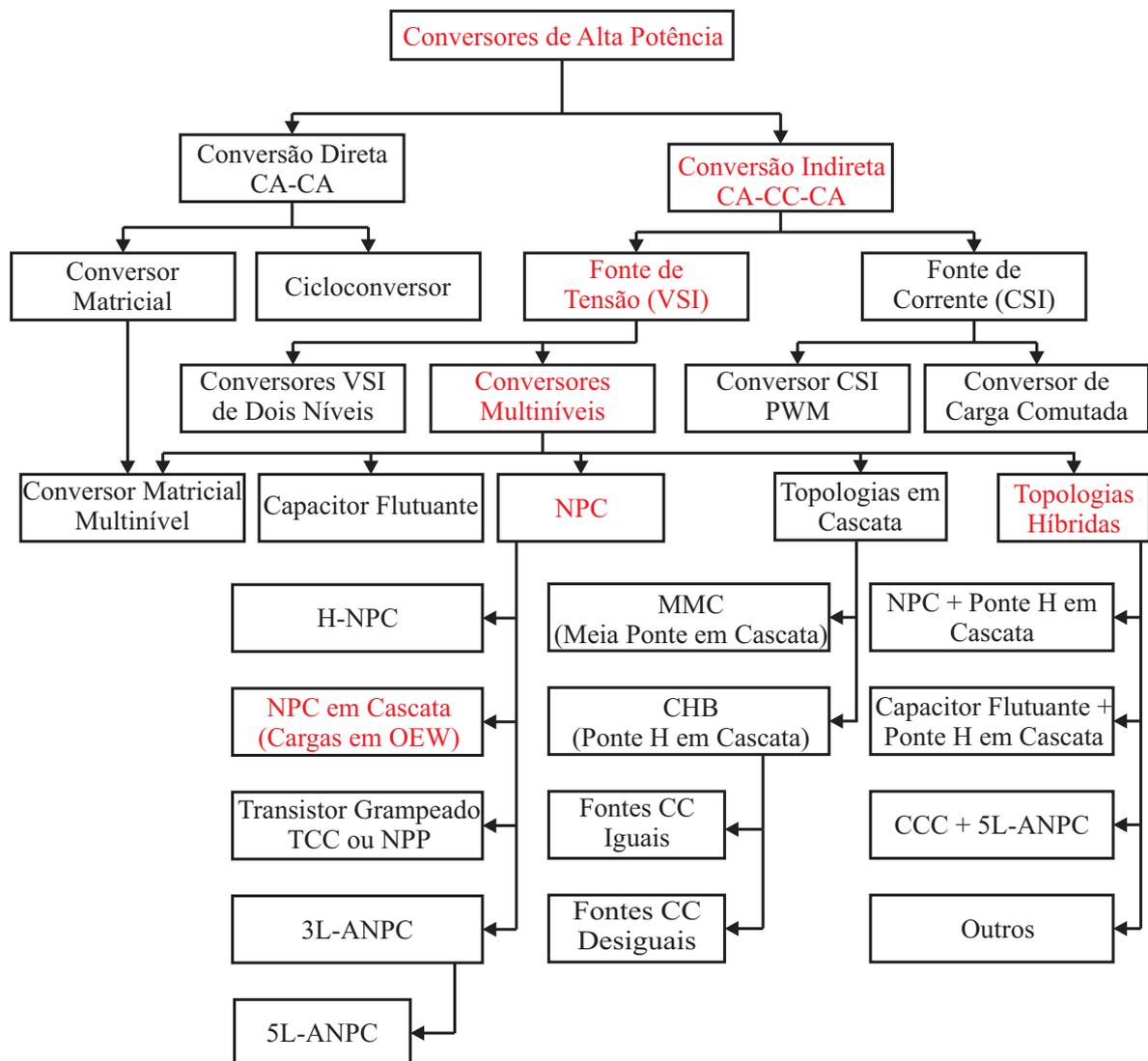
constante desenvolvimento de tecnologia de fabricação de dispositivos semicondutores, assim como a implementação de técnicas de controle robustas e sofisticadas têm colaborado de forma decisiva na difusão e no seu amadurecimento tecnológico [19].

## 1.2 Conversores Multiníveis

Os conversores multiníveis estão se tornando cada vez mais populares, tanto por superarem as limitações operacionais das configurações convencionais de dois níveis como também por permitir o acionamento de sistemas em média e alta tensões.

Em aplicações de alta potência, Figura 1.3, é possível usar a conversão direta (ciclo-conversor ou conversor matricial) ou a conversão indireta tipo fonte de corrente ou fonte de tensão com barramento CC. Neste trabalho, serão abordados apenas conversores com conversão indireta tipo fonte de tensão, multiníveis, com fontes CC múltiplas.

Figura 1.3 – Classificação dos conversores de alta potência



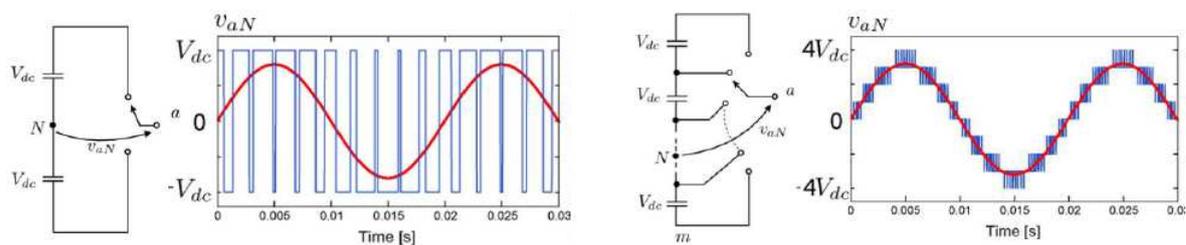
Fonte: Próprio autor

Entre as vantagens dos sistemas multiníveis estão a boa qualidade de energia, boa compatibilidade eletromagnética, perdas de chaveamento baixas e capacidade de operação

com tensão mais alta que nos sistemas de dois níveis [1], [11], [9]. As principais desvantagens dos sistemas multiníveis são a utilização de um grande número de chaves semicondutoras, quando comparados com sistemas de dois níveis e a utilização de capacitores ou de fontes de tensão isoladas no lado CC [20].

Na Figura 1.4, mostra-se a síntese de um sinal de tensão em um sistema de dois níveis e em um sistema multinível. Devido à maior quantidade de níveis gerados, a forma de onda da tensão sintetizada com o conversor multinível apresenta melhor qualidade, em termos de distorção harmônica, que a forma de onda sintetizada pelo conversor de dois níveis.

Figura 1.4 – Comparação entre um conversor de 2 níveis e um multinível



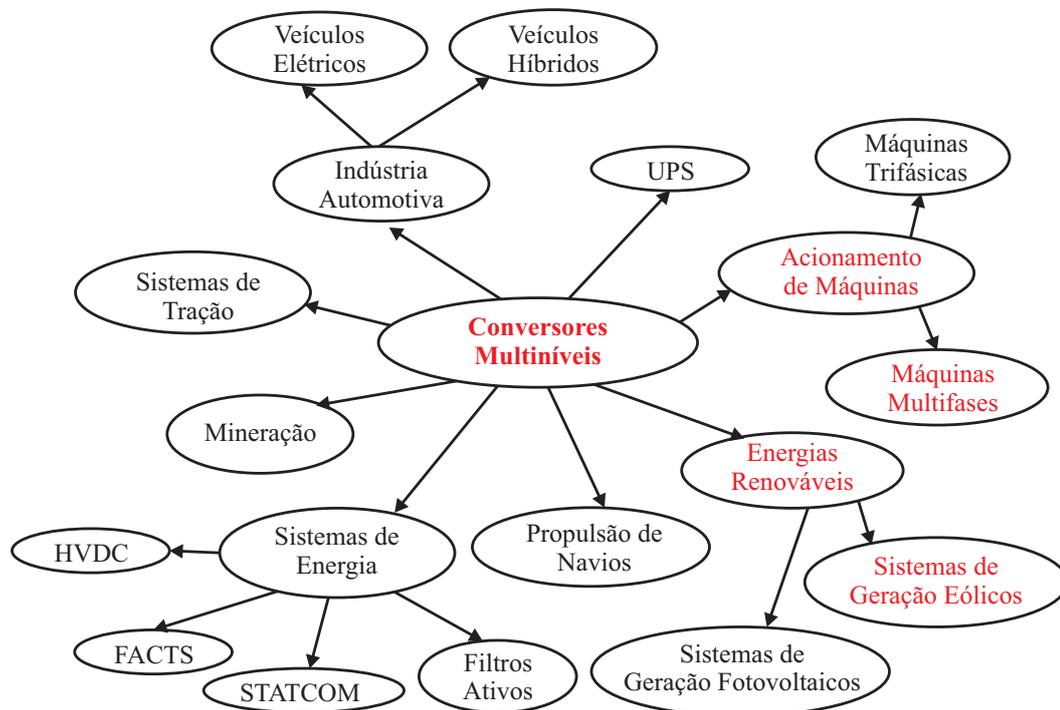
Fonte: [11]

Os conversores multiníveis são atualmente utilizados em variadas aplicações industriais tais como: bombas, compressores, extrusoras, ventiladores, moinhos, esteiras transportadoras, propulsão de navios, transmissão de energia, sistemas eólicos de geração de energia, entre outras, conforme mostrado na Figura 1.5. Muitas publicações com revisões bibliográficas vêm sendo publicadas, com ênfase especial ao crescimento dos conversores multiníveis em aplicações de alta potência.

### 1.3 Topologias Multiníveis Híbridas

As topologias multiníveis híbridas, como o nome indica, são formadas pela combinação das topologias multiníveis básicas (NPC, FC e CHB), que foram mostradas na Figura 1.2. Uma grande gama de topologias híbridas é coberta pela combinação das topologias básicas. Como exemplo, mostra-se na Figura 1.6, três topologias formadas por algumas destas combinações. A topologia mostrada na Figura 1.6a é formada a partir de uma ponte H em série com um braço NPC [21]. A tensão do barramento CC do braço NPC é fornecida por uma fonte, enquanto o barramento das pontes H são flutuantes. A topologia apresentada na Figura 1.6b usa braços NPC de três níveis formando uma ponte H, ligados em cascata [22]. A topologia híbrida apresentada na Figura 1.6c é uma combi-

Figura 1.5 – Aplicações típicas de sistemas multiníveis



Fonte: Próprio autor

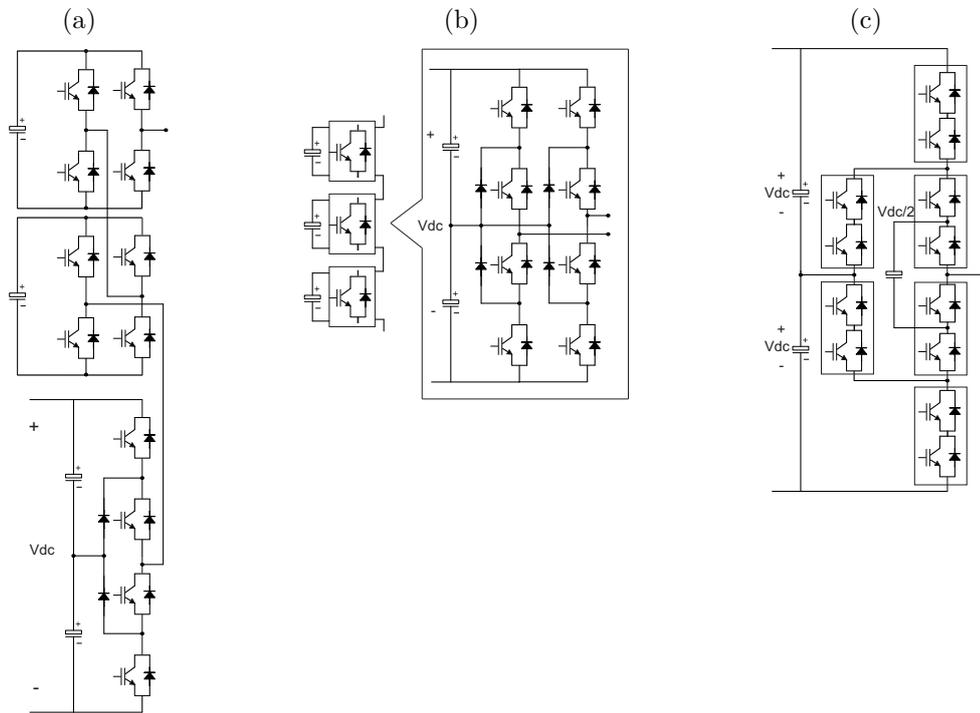
nação de uma topologia NPC com chaves ativas e capacitor flutuante [23]. Na Seção 1.7, são mostradas as topologias híbridas estudadas neste trabalho [24].

## 1.4 Máquinas Multifases

Durante as últimas décadas os centros de pesquisas têm investigado a aplicabilidade dos sistemas mais de três fases e os resultados apontam os motores multifases como uma opção promissora. A melhor tolerância à falhas, maior torque, maior densidade de potência e menor oscilação de torque são algumas das várias vantagens identificadas [25–27].

Dentre as máquinas multifases, a máquina de indução de seis fases, tipo rotor gaiola de esquilo, representada na Figura 1.7, vem sendo estudada e aplicada de forma mais recorrente em sistemas industriais [28], [29], [30]. Este tipo de máquina é formada por dois grupos de enrolamentos trifásicos que compartilham o mesmo núcleo magnético e estão deslocados espacialmente de um ângulo  $\alpha$ . Quando o ângulo  $\alpha$  é igual a  $60^\circ$ , a máquina hexafásica é dita simétrica. Se o ângulo é de  $30^\circ$ , a máquina é denominada assimétrica, sendo a mais utilizada atualmente em sistemas industriais. Se o ângulo é de  $0^\circ$ , a máquina tem comportamento similar à de duas máquinas trifásicas idênticas,

Figura 1.6 – Subdivisões de topologias híbridas. (a) NPC+CHB. (b) Pontes H-NPC em cascata. (c) ANPC+FC.



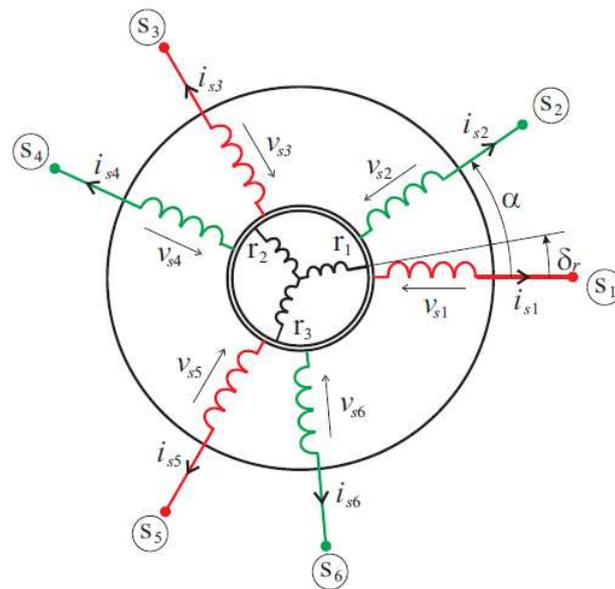
Fonte: Próprio autor

dividindo o mesmo meio magnético. Na Figura 1.7, mostra-se uma máquina hexafásica genérica, onde os dois grupos trifásicos são deslocados espacialmente pelo ângulo  $\alpha$ . As variáveis  $s_1, s_3, s_5$  representam as três fases de um grupo trifásico, enquanto  $s_2, s_4, s_6$  representam as três fases do outro grupo trifásico. Quando a máquina é configurada com os terminais em aberto ou OEW (*Open-End Windings*), é possível conectar estes terminais à conversores diferentes e isolados.

A utilização de máquinas multifases é uma das soluções para melhorar o desempenho de sistemas de acionamento de alta potência. Quando o número de fases aumenta, a potência por fase reduz, possibilitando o uso de dispositivos semicondutores padrões em drives de alta potência [16]. Além disso, com o aumento do número de fases, a eficiência aumenta e a redução da oscilação do torque permite a operação de drives com menor dissipação de potência e menor ruído acústico [31].

Entre as aplicações típicas de máquinas multifases estão tração de locomotivas, propulsão elétrica de navios, veículos elétricos e híbridos, indústria aeronáutica e aplicações industriais de alta potência como moinhos e compressores [14, 15, 32].

Figura 1.7 – Máquina de indução hexafásica genérica



Fonte: Próprio autor

## 1.5 Revisão Bibliográfica

### 1.5.1 Tecnologia Multinível

O conceito de utilização de múltiplos níveis de tensão em sistemas de conversão de potência foi patenteado há cerca de quatro décadas [33]- [34]. A primeira topologia apresentada foi a de pontes H em série, seguida pela topologia de um conversor com diodo grampeado que utiliza bancos de capacitores em série. O termo multinível passou, no entanto, a ser utilizado a partir do estudo realizado em [35] onde um inversor de três níveis foi apresentado. Outro sistema apresentado em [36] detalha a topologia onde os capacitores são flutuantes, ao invés de serem ligados em série. Várias outras configurações, algumas envolvendo as topologias fundamentais conectadas em cascata, foram apresentadas em [21], [37] e [38]. As pesquisas na área de conversores multiníveis se baseiam nas três principais topologias [39]:

- Conversor a diodo grampeado [34] - [35];
- Conversor com capacitor flutuante [36];
- Conversor ponte H em cascata [33].

Estas topologias, quando combinadas, podem resultar em sistemas com qualidade de energia superior à dos sistemas que utilizam somente as topologias fundamentais. Isto

é possível devido ao efeito multiplicador no número de níveis obtido pelas combinações das topologias fundamentais [39].

Avanços recentes mostram que a tecnologia de conversores multiníveis tem se tornado bastante popular em aplicações de alta potência, devido à possibilidade de atender às demandas de altas potências e qualidade de energia, associada com baixa distorção harmônica, baixas perdas nas chaves de potência e baixa interferência eletromagnética.

### 1.5.2 Sistemas Multifases

Em 1969 foi publicado o primeiro artigo com a proposta de um inversor fonte de tensão para acionamento de um motor de cinco fases à velocidade variável [40]. O estudo mostra que com o aumento do número de fases houve redução na amplitude das pulsações de torque e aumento da frequência de pulsação de torque. As oscilações de torque diminuíram cerca de um terço quando comparado com os sistemas trifásicos convencionais. Entretanto, observou-se que a corrente da máquina apresentava alto conteúdo harmônico de terceira ordem, que gerava perdas adicionais no sistema.

Em [28] foi apresentado um modelo de máquina assíncrona com seis fases formada por dois conjuntos trifásicos compartilhando o mesmo circuito magnético. A modelagem foi realizada utilizando o procedimento generalizado para a modelagem matemática de uma máquina de indução com os enrolamentos do estator distribuídos senoidalmente. Nelson e Krause realizaram simulações com a máquina com os grupos de espiras deslocadas espacialmente de  $30^\circ$  e  $60^\circ$  entre si, alimentadas por dois inversores convencionais e perceberam que na máquina com as espiras com deslocamento de  $30^\circ$  a amplitude de pulsação do torque diminuiu substancialmente e a componente harmônica de pulsação de torque de sexta ordem, comum nos sistemas de acionamento trifásicos convencionais foi deslocada para a décima segunda ordem.

Estudos apresentados em [41] demonstram que um sistema de acionamento multifases apresenta maior confiabilidade que os sistemas trifásicos convencionais em função da possibilidade de uma máquina multifases poder continuar operando mesmo após um defeito, como uma fase aberta ou curto circuito [42].

As características dos motores de indução com mais de três fases, suas vantagens e terminologias foram apresentadas em [43]. Os resultados experimentais do estudo foram realizados com um motor de indução de seis e um de nove fases e foram apresentados em [44]. Verificou-se que o desempenho das máquinas multifases é similar à das máquinas trifásicas quando alimentadas por uma fonte senoidal balanceada e que o aumento do número de fases melhora a tolerância à falhas. Verificou-se ainda com esse estudo uma importante propriedade das máquinas multifases em que se os enrolamentos do estator forem concentrados, a produção de torque pode ser aumentada pela injeção controlada de

correntes harmônicas de ordens específicas. Outros trabalhos que também destacaram as propriedades das máquinas multifases foram apresentados em [45], [41], [16].

O desempenho de máquinas de indução multifases com a utilização de enrolamentos concentrados especialmente projetadas para operar com sistemas de acionamento à velocidade variável com inversor foi estudada em detalhes em [46], [47], [48]. Nas máquinas utilizadas nesses estudos, os enrolamentos foram distribuídos de forma intencionalmente retangulares de maneira a melhor acomodar a forma de onda retangular dos inversores utilizados no acionamento. Mostrou-se que uma máquina de cinco fases com essas características de enrolamento e de acionamento apresenta um ganho de torque em comparação a uma máquina trifásica convencional.

O modelo  $dq$  para um sistema de acionamento de uma máquina hexafásica foi apresentado em [45]. Os modelos apresentados nesses estudos foram largamente utilizados na literatura e formam a base para o desenvolvimento de outros métodos de modelagem. O princípio de decomposição vetorial foi abordada em [49] para a modelagem de uma máquina de indução hexafásica. A abordagem utilizada transforma o espaço de seis dimensões em três subespaços ortogonais de duas dimensões. A metodologia desenvolvida nesse estudo foi utilizada em diversos outros trabalhos que se seguiram, com a utilização de máquinas com diferentes números de fases [31], [50], [51].

As técnicas de controle usadas no acionamento de máquinas de indução multifases são normalmente originárias das técnicas utilizadas nos sistemas trifásicos. Controle escalar utilizando inversores fonte de tensão ou de corrente foram utilizados com frequência dos anos 60 até os anos 90 do século XX, como se observa em [40], [52], [53]. O controle vetorial de máquinas de indução multifases foi apresentado e detalhado em trabalhos como [54], [55], [56].

Uma revisão bibliográfica bastante completa referente à máquinas multifases foi apresentada em [14, 15]. Nestes artigos os autores destacam tópicos como: características básicas de máquinas multifases, vantagens em relação às máquinas trifásicas tradicionais, modelagem, mapeamento de frequências harmônicas, técnicas de modulação e estratégias PWM para controle de inversores tipo fonte de tensão, controle de corrente, controle orientado de campo, controle de tensão, controle direto de torque, tolerância à falhas, geração de energia elétrica, entre outros aspectos. Nestes trabalhos, os autores dão o enfoque principal às máquinas de cinco e de seis fases. Outro estudo bastante completo, apresentado em [17], mostra vantagens das máquinas multifases como por exemplo menor corrente por fase, menor pulsação de torque e alta confiabilidade. Benefícios das máquinas multifases relacionadas à construção dos enrolamentos e sua fabricação são investigados em [57]. Outros artigos fazem uma revisão dos trabalhos mais recentemente publicados na área de máquinas multifases e foram publicados em [58–60].

Técnicas sofisticadas para controle dos inversores fonte de tensão para aciona-

mento de máquinas de indução multifases através de modulação escalar e espacial vetorial PWM foram bastante detalhadas na literatura. Aplicações de controle direto de torque em máquinas multifases foram apresentadas em [25]. Esquemas de modulação PWM foram apresentados em detalhes em [49], [61], [62], [50], [31], [63], [64]. Técnicas de controle preditivo têm se mostrado bastante adequadas em aplicações de propulsão elétrica de veículos, conforme é detalhado em [65].

### 1.5.3 Conversores Multiníveis Multifases

Os conversores multiníveis multifases são uma extensão natural dos conversores multifases de dois níveis, cujo objetivo é alimentar uma máquina multifases com tensão e corrente de melhor qualidade. Além disso, a utilização de conversores multifases multiníveis também possibilita alcançar níveis mais altos de potência que os sistemas de dois níveis. Neste sentido, alguns trabalhos relevantes relacionados à utilização de tais sistemas, em diversas aplicações, foram apresentados em [66–69].

A maioria dos trabalhos desenvolvidos para acionamento de motores multifases trata de inversores tipo fonte de tensão de dois níveis. Os algoritmos SV-PWM (*Space Vector Pulse Width Modulation*) multifases de dois níveis existentes usam a técnica de decomposição do espaço vetorial original em múltiplos sub-planos vetoriais bidimensionais ortogonais [49], [70], [31], [71]. Inversores multiníveis para acionamento de motores multifases à velocidade variável ainda são pouco explorados. Técnicas para acionamento de máquinas com terminais abertos, com dois ou mais tipos de inversores conectados em cada lado da máquina apresentam vantagens adicionais em relação aos sistemas de acionamento de máquinas com terminais neutros. Entre estas vantagens incluem-se a melhor tolerância à defeitos, maior quantidade de níveis gerados e utilização de barramentos com metade da tensão quando comparado à sistemas convencionais de apenas um conversor. Este tipo de configuração foi largamente estudado em [18, 51, 72–80].

O desenvolvimento de um sistema de modulação SV-PWM com a aplicação da técnica de decomposição vetorial multidimensional é apresentada em [81] e adotada em [63], [82] e [83]. Em [82] mostra-se que a técnica de modulação SV-PWM multidimensional requer alta demanda de recursos computacionais para trabalhar online quando comparado com outros métodos de modulação SV-PWM e não garante a mesma quantidade de comutações nos braços do inversor utilizado.

Em [84] apresenta-se um algoritmo que considera o espaço multidimensional para análise de sistemas multiníveis. A análise baseia-se na decomposição da tensão de referência em uma parte inteira e uma parte fracionária e na redução de um problema de modulação multifases e multiníveis em um problema de modulação multifases de dois níveis.

### 1.5.4 Estratégias de Modulação PWM

Duas técnicas de modulação clássicas para conversores são a SPWM (*carrier-based sinusoidal pulse-width modulation*) e a SV-PWM (*Space Vector Pulse-Width Modulation*). A técnica SPWM tradicional, desenvolvida para conversores de dois níveis, foi modificada e implementada com sucesso em conversores trifásicos multiníveis. Assim como a técnica SPWM, os algoritmos SV-PWM que inicialmente haviam sido introduzidos para conversores trifásicos de dois níveis, também foram estendidos para conversores trifásicos de três níveis [85, 86].

A implementação de técnicas SV-PWM para conversores multiníveis hexafásicos foi apresentada em [87]. A máquina é alimentada com dois conversores VSI trifásicos tipo NPC, controlados separadamente, usando o método SV-PWM que havia sido desenvolvido e implementado para um conversor trifásico VSI apresentado em [88].

A estratégia de modulação SV-PWM, usada para eliminação da tensão de modo-comum de sistemas multifases e multiníveis apresentada em [89], baseia-se na extensão do trabalho apresentado em [90] aplicado em conversores trifásicos de três níveis.

Algoritmos SV-PWM foram desenvolvidos a partir da representação gráfica dos vetores espaciais dos conversores [49]. A representação bidimensional (2D) é usada em conversores à três fios e a representação tridimensional (3D) em conversores à quatro fios. Para sistemas com mais de três fases, a técnica SV-PWM ainda é pouco estudada. A solução gráfica, usada com sucesso em sistemas trifásicos, torna-se bastante complexa em sistemas multifases, à medida que o número de fases aumenta. Poucos algoritmos são apresentados na literatura e geralmente são desenvolvidos para um número particular de fases ou de níveis e são de difícil extensão para outros casos. Existem alguns algoritmos SV-PWM tridimensionais genéricos, [91, 92], que resolvem os problemas que não são resolvidos por algoritmos bidimensionais. No entanto, possuem alto custo computacional e são inadequados para implementação de funcionamento em tempo real.

Nas topologias com máquinas em OEW, ambos os terminais de cada enrolamento podem ser conectadas a diferentes conversores, sejam estes de dois ou mais níveis. Os conversores conectados aos terminais da máquina também podem ter o mesmo número de níveis, como também podem ser diferentes. A utilização de dois conversores de dois níveis com duas fontes isoladas, produz a mesma tensão de saída produzida por um conversor de três níveis, enquanto a utilização de dois conversores de três níveis produz a mesma tensão que um conversor de cinco níveis [21].

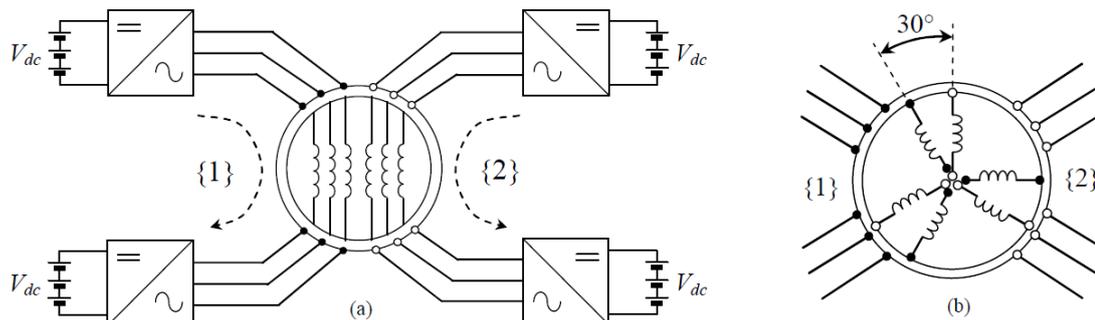
O número de níveis da tensão produzida pelos conversores num sistema em OEW depende da relação entre as tensões das fontes isoladas que são utilizadas [93, 94]. Em [93], é feita uma comparação entre o desempenho de um sistema VSI convencional de quatro níveis, e um sistema em OEW cujas fontes tem relação de tensão 2:1. O desempenho é

o mesmo, mas a topologia em OEW usa menor quantidade de chaves semicondutoras, é construtivamente mais simples e não apresenta problemas de desbalanceamento dos capacitores.

O primeiro sistema implementado com dois conversores utilizados para alimentação de uma máquina hexafásica assimétrica em OEW foi apresentado em [51]. Os conversores que são ligados aos terminais abertos da máquina apresentam tensões de barramentos diferentes.

Outros estudos importantes com estratégias SV-PWM para acionamento de máquinas hexafásicas assimétricas foram apresentados em [18], [95]. Nestes estudos, a máquina é construída usando-se dois grupos trifásicos em OEW. Nos terminais abertos de cada grupo trifásico são conectados dois conversores VSI, significando que a máquina opera com se tivesse dois neutros isolados, conforme mostrado na Figura 1.8. A estratégia SV-PWM adotada é a de decomposição vetorial, apresentada em [96–98].

Figura 1.8 – Esquema de acionamento multinível multifases. (a) Configuração com quatro conversores VSI. (b) Máquina hexafásica em OEW.



Fonte: [18]

A investigação da capacidade de tolerância à defeitos desta mesma configuração foi explorada em [99–101]. Estudos semelhantes foram também desenvolvidos para sistemas multiníveis usados no acionamento de máquinas pentafásicas em OEW, tendo sido primeiro apresentados em [102, 103].

### 1.5.5 Estratégia de Modulação Multidimensional

Os sistemas de acionamento de motores multifases são essencialmente sistemas multidimensionais. Uma solução que é largamente utilizada na aplicação da técnica SV-PWM é a decomposição do espaço vetorial original de dimensão  $n$  em  $(n - 1)/2$  subespaços ortogonais bidimensionais e resolver o problema de seleção dos vetores graficamente, considerando-se todos os subespaços simultaneamente, conforme detalhado em [104]. No

entanto, a medida que o número de fases aumenta, a resolução do sistema por análise gráfica dos planos vetoriais fica cada vez mais complicada.

A formulação de SV-PWM multidimensional ainda é bastante rara na literatura técnica. Algumas abordagens foram apresentadas em [63, 82, 83]. No entanto, as técnicas aplicadas apresentam alto custo computacional e não são facilmente adaptadas para sistemas com mais de dois níveis. Assim como no método de decomposição do espaço em subespaços ortogonais bidimensionais, a medida em que o número de fases e de níveis de um sistema aumentam, também aumenta a complexidade e o custo computacional para aplicação da técnica SV-PWM multidimensional.

Durante o trabalho desta tese, foi desenvolvido um programa para realizar a modulação SV-PWM multidimensional baseado no algoritmo apresentado em [84, 105], que não possui alto custo computacional e que pode ser expandido para qualquer número de fases e de níveis. O programa foi desenvolvido em Matlab e o seu objetivo principal foi servir como uma ferramenta adicional de simulação, para confirmação de resultados obtidos com a técnica SV-PWM adotada no trabalho. A implementação prática do programa, para funcionamento em tempo real, não é objeto deste trabalho.

## 1.6 Motivação e Objetivos do Trabalho

Conforme discutido nas seções anteriores, as aplicações de conversores estáticos de alta potência têm se expandido rapidamente em ambientes industriais, comerciais, residenciais, de transporte, aeroespacial, militar, entre outros. No entanto, à medida que aumenta a exigência de potência, maior o esforço de tensão nos dispositivos semicondutores utilizados nos sistemas de conversão, especialmente quando se usa conversores convencionais de dois níveis. Uma solução para contornar este problema é projetar novas topologias que sejam formadas a partir da associação de estruturas convencionais, de forma a obter novas configurações que gerem tensões multiníveis e que funcionem com dispositivos semicondutores convencionais sem superar seus limites de tensão e corrente.

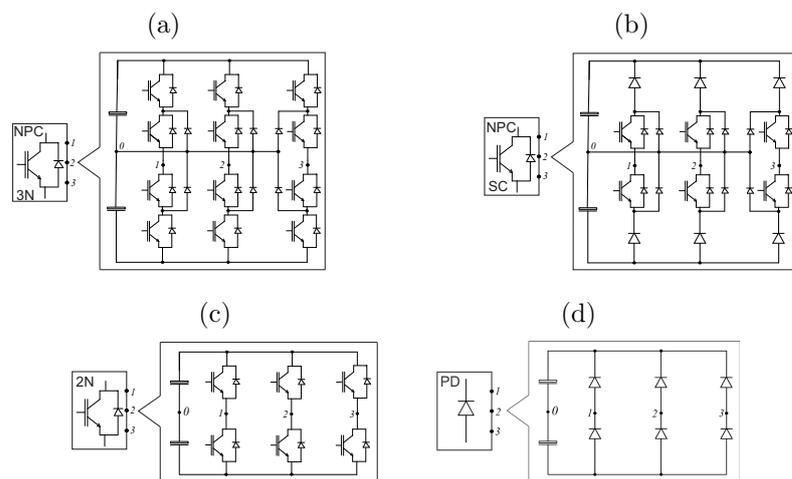
O propósito deste trabalho é desenvolver e investigar novas topologias de sistemas de conversão multiníveis CC-CA aplicados no acionamento de máquinas de indução hexafásicas com terminais em aberto, assim como novas topologias de conversores multiníveis CA-CC aplicadas como retificadores nos sistemas de geração de energia com máquinas de ímãs permanentes, também com terminais em aberto.

As técnicas de modulação utilizadas no desenvolvimento e investigação das estruturas estudadas são a SV-PWM e a LS-PWM (*Level-Shifted Pulse Width Modulation*). Diagramas vetoriais serão apresentados e detalhados para cada topologia proposta. A partir da análise dos diagramas vetoriais, é possível fazer a seleção adequada dos vetores que produzem menos chaveamento dos dispositivos semicondutores, ao mesmo tempo em

que é possível realizar o balanceamento das tensões dos barramentos dos conversores.

As topologias CC-CA investigadas são compostas por módulos conversores trifásicos com braços do tipo NPC de três níveis interconectados a conversores trifásicos de dois níveis para acionamento de uma máquina de indução hexafásica. As topologias CA-CC envolvem módulos conversores trifásicos com braços do tipo NPC de três níveis, interconectados à uma ponte de diodos trifásica funcionando como retificador em um sistema de geração de energia com uma máquina hexafásica de ímãs permanentes. Uma variação do módulo trifásico com braços do tipo NPC de três níveis é também investigada. Nesta variação é feita a substituição de chaves controladas por diodos, com o objetivo de diminuir custos no projeto. Na Figura 1.9, são mostrados os blocos de conversores utilizados nas topologias desenvolvidas.

Figura 1.9 – Conversores básicos. (a) Conversor NPC. (b) Conversor NPC semi-controlado. (c) Conversor de dois níveis controlado. (d) Ponte de diodos.



Fonte: Próprio autor

## 1.7 Contribuições do Trabalho

Neste trabalho, é realizado o estudo e a caracterização de conversores estáticos multiníveis tipo fonte de tensão CC-CA aplicados no acionamento de máquinas de indução hexafásicas (MIH) e conversores tipo CA-CC aplicados na geração de energia com máquina de ímãs permanentes ou PMSG (*Permanent Magnet Synchronous Generator*), como retificadores. Os conversores utilizados no estudo utilizam braços do tipo NPC, braços de dois níveis com chaves controladas, braços com diodos e braços NPC semi-controlados, onde duas chaves controladas são substituídas por diodos. As chaves controladas utilizadas são do tipo IGBT. As estratégias de modulação utilizadas nos sistemas multiníveis desenvolvidos buscam obter baixa distorção harmônica, baixas perdas de potência e re-

presentam uma alternativa original em sistemas hexafásicos em aplicações que demandam alta potência.

A principal contribuição deste trabalho é o desenvolvimento de quatro novas topologias multiníveis para acionamento de máquinas multifases (motor ou gerador) em OEW, conforme mostrado em diagrama de blocos na Figura 1.10. A topologia da Figura 1.10a, é utilizada para acionamento de uma máquina de indução hexafásica em OEW com os dois conjuntos de espiras separados espacialmente por ângulos  $\alpha$  de  $0^\circ$ ,  $30^\circ$  e  $60^\circ$ . Nesta topologia utiliza-se dois conversores tipo NPC e um conversor convencional de dois níveis. A topologia da Figura 1.10b, é também utilizada para acionamento de uma máquina de indução hexafásica em OEW. No entanto, nesta topologia utiliza-se três conversores tipo NPC e gera-se tensões com maior número de níveis e menor distorção harmônica. A topologia da Figura 1.10c, é utilizada como retificador em um sistema de geração de energia elétrica. Esta topologia apresenta similaridades com as duas anteriores e utiliza dois conversores tipo NPC e uma ponte a diodos. A máquina utilizada como gerador de energia é do tipo de ímãs permanentes de seis fases em OEW. A topologia da Figura 1.10d, também é utilizada como retificador em sistemas de geração de energia. Os conversores utilizados são do tipo NPC com a substituição de duas chaves controladas em cada braço por diodos. A máquina utilizada também é hexafásica de ímãs permanentes em OEW.

Devido à grande quantidade de níveis gerados, as topologias representam alternativas adequadas para serem aplicadas em sistemas de alta potência, onde há restrições de limites operacionais de tensão e corrente das chaves semicondutoras. O desempenho dos sistemas são verificadas a partir de resultados de simulações e de resultados experimentais.

## 1.8 Publicações

Até o presente momento de desenvolvimento, foram publicados três trabalhos científicos em congressos internacionais e um quarto artigo submetido para revista do IEEE.

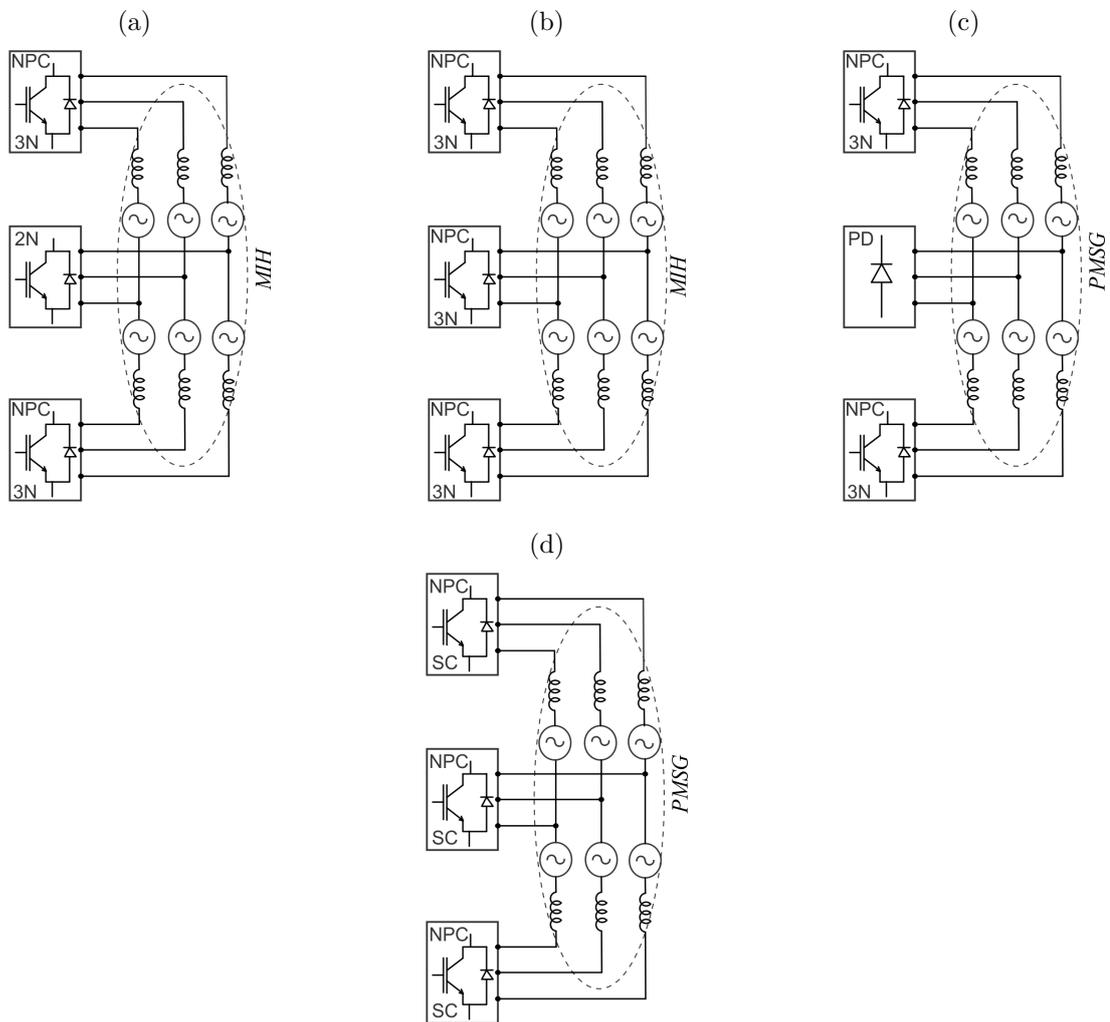
O artigo [106] foi publicado no "*IEEE Energy Conversion Congress and Exposition 2017*" (ECCE 2017)

O artigo [107] foi publicado no "*The Applied Power Electronics Conference and Exposition 2018*" (APEC 2018)

O artigo [108] foi publicado no "*IEEE Energy Conversion Congress and Exposition 2018*" (ECCE 2018).

O artigo "Two Novel Open-End Winding Multilevel Unidirectional Six-Phase Rectifiers With Reduced Switch Count" foi submetido e aceito para publicação pela revista IEEE Transactions on Industry Applications.

Figura 1.10 – Topologias estudadas. (a) Topologia INV-OEW-HIB. (b) Topologia INV-OEW-NPC. (c) Topologia RET-OEW-PD. (d) Topologia RET-OEW-SC.



Fonte: Próprio autor

## 1.9 Organização do Trabalho

Neste trabalho são propostas e estudadas topologias de conversores tipo CC-CA para acionamento de motores de indução de seis fases e topologias CA-CC aplicados como retificadores em sistemas de geração de energia com máquinas síncronas de ímã permanente.

No capítulo 1, são apresentadas as principais características dos conversores multiníveis e das máquinas multifases encontrados na literatura.

No capítulo 2, é feito o estudo de uma configuração CC-CA híbrida para acionamento de máquinas hexafásicas. A configuração possui três barramentos CC e três conversores. A topologia 1, mostrada na Figura 1.10a, é composta por dois conversores NPC de três níveis e um conversor de dois níveis. Neste capítulo desenvolve-se o modelo

matemático do sistema, a estratégia de modulação PWM, balanceamento dos barramentos, verificação da tensão de modo comum, estimação das perdas de potência no software de simulação PSIM e um estudo de redução da quantidade de barramentos utilizados. A topologia é validada por meio de simulações realizadas nos softwares Matlab e PSIM, assim como por resultados experimentais.

No capítulo 3 é feito o estudo de um conversor CC-CA, composto por três conversores NPC de três níveis, para acionamento de uma máquina hexafásica, com terminais em aberto. Assim como na topologia do capítulo 2, para esta também foram desenvolvidos o seu modelo matemático, a estratégia de modulação PWM, balanceamento dos barramentos a partir da escolha adequada das sequências de aplicações de vetores de tensão, verificação da tensão de modo comum, estimação das perdas de potência no software de simulação PSIM e um estudo de redução da quantidade de barramentos utilizados. A topologia é validada por meio de simulações realizadas nos softwares Matlab e PSIM, assim como por resultados experimentais.

No capítulo 4, é realizada a análise de duas configurações CA-CC unidirecionais funcionando como retificadores semi-controlados. Cada topologia possui três conversores e três barramentos. A primeira topologia CA-CC (vide Figura 1.10c), é composta por dois conversores NPC de três níveis e um conversor formado por uma ponte de diodos, sendo alimentados por um gerador hexafásico de ímãs permanentes. A segunda topologia CA-CC, mostrada na Figura 1.10d, é formada por três conversores NPC de três níveis com duas chaves controladas, de cada braço, substituídas por diodos. O estudo é feito da mesma forma que no capítulo 2, com o desenvolvimento do modelo matemático do sistema, estratégia de modulação PWM, balanceamento dos barramentos, verificação da tensão de modo comum, estimativa das perdas de potência e os respectivos resultados de simulação e resultados experimentais.

No capítulo 5 são apresentadas as conclusões gerais dos estudos realizados e são feitas sugestões de trabalhos futuros relacionados ao tema estudado.

## 2 Conversor CC-CA - Configuração INV-OEW-HIB

### 2.1 Introdução

Neste capítulo estuda-se uma topologia multinível CC-CA, denominada INV-OEW-HIB. O termo INV do acrônimo sugere que o sistema estudado é um inversor, o termo OEW determina que a máquina hexafásica possui terminais abertos e o termo HIB significa que os conversores ligados à máquina são de tipos diferentes, neste caso, do tipo NPC e de dois níveis. A topologia é formada pela associação de três módulos conversores trifásicos, aplicados no acionamento de máquinas de indução hexafásica com terminais em aberto, conforme mostrado na Figura 2.1. Os conversores trifásicos utilizados são dois do tipo NPC de três níveis e um de dois níveis, conectados em três barramentos CC isolados. O uso de bancos de capacitores isolados evita a circulação de correntes de sequência zero e permite que, a partir de diferentes relações de tensões dos barramentos, seja possível gerar tensões de fase com variadas quantidades de níveis e baixa distorção harmônica.

O modelo dinâmico do sistema é desenvolvido, estabelecendo-se uma estratégia PWM para determinação dos estados das chaves de potência. O princípio de operação do sistema, avaliação da distorção harmônica e das perdas de potência, assim como a investigação da tensão de modo comum ou CMV (*Common-Mode Voltage*) gerada, são apresentados.

A modulação PWM utilizada é a espacial vetorial ou SV-PWM. A estratégia aplicada é capaz de gerar tensões multiníveis com reduzida distorção harmônica e reduzido esforço nas chaves de potência. Devido à grande quantidade de níveis gerados, a topologia representa uma alternativa adequada para ser aplicada em sistemas de alta potência, onde há restrições de limites operacionais de tensão e corrente das chaves semicondutoras.

A sequência de aplicação dos vetores selecionados em cada setor é fundamental para que a quantidade de chaveamentos seja mínima, contribuindo da mesma forma para reduzir as distorções harmônicas e as perdas de potência por chaveamento. Além disso, a sequência de aplicação dos vetores é escolhida de modo que seja feito o balanceamento das tensões dos barramentos CC dos conversores.

O desempenho do sistema é verificado a partir de resultados de simulações e de resultados experimentais. Comparações com configurações consideradas convencionais, são realizadas e mostradas neste capítulo.

## 2.2 Configuração INV-OEW-HIB

A configuração estudada nesta seção é considerada híbrida porque é composta por módulos conversores trifásicos diferentes no mesmo sistema. A topologia é formada por dois conversores trifásicos de três níveis do tipo NPC e um conversor convencional de dois níveis para acionamento de um MIH em OEW, como é mostrado na Figura 2.1a. Na Figura 2.1b mostra-se o circuito equivalente simplificado desta topologia. Na Figura 2.2, são mostradas as duas topologias que serão usadas para fins de comparação com a topologia estudada. Estas topologias foram escolhidas para comparação com a estudada por também serem multiníveis e acionarem máquinas hexafásicas em OEW.

Considerando-se que a máquina hexafásica é composta por dois grupos trifásicos separados espacialmente por um ângulo  $\alpha$  de  $0^\circ$ ,  $30^\circ$  ou  $60^\circ$ , assume-se, neste trabalho, que um grupo é composto pelas fases  $s_{a1}$ ,  $s_{a2}$  e  $s_{a3}$ , sendo chamado de grupo 'a' e o outro grupo, composto pelas fases  $s_{b1}$ ,  $s_{b2}$  e  $s_{b3}$  é chamado de grupo 'b'.

O conversor 'A' é conectado aos terminais de um dos lados do conjunto trifásico 'a' da MIH, enquanto o conversor 'B' é conectado aos terminais de um dos lados do conjunto trifásico 'b'. Os outros terminais da MIH são conectados ao conversor 'C', que é compartilhado entre os conjuntos trifásicos 'a' e 'b'. O conversor 'A' é formado pelas chaves  $q_{a11}$ ,  $q_{a12}$ ,  $\bar{q}_{a11}$ ,  $\bar{q}_{a12}$ ,  $q_{a21}$ ,  $q_{a22}$ ,  $\bar{q}_{a21}$ ,  $\bar{q}_{a22}$ ,  $q_{a31}$ ,  $q_{a32}$ ,  $\bar{q}_{a31}$  e  $\bar{q}_{a32}$ . O conversor 'B' é formado pelas chaves  $q_{b11}$ ,  $q_{b12}$ ,  $\bar{q}_{b11}$ ,  $\bar{q}_{b12}$ ,  $q_{b21}$ ,  $q_{b22}$ ,  $\bar{q}_{b21}$ ,  $\bar{q}_{b22}$ ,  $q_{b31}$ ,  $q_{b32}$ ,  $\bar{q}_{b31}$  e  $\bar{q}_{b32}$ . O conversor 'C' é formado pelas chaves  $q_{c1}$ ,  $\bar{q}_{c1}$ ,  $q_{c2}$ ,  $\bar{q}_{c2}$ ,  $q_{c3}$  e  $\bar{q}_{c3}$ . Os pares  $q_{a11}\bar{q}_{a11}$ ,  $q_{a12}\bar{q}_{a12}$ ,  $q_{a21}\bar{q}_{a21}$ ,  $q_{a22}\bar{q}_{a22}$ ,  $q_{a31}\bar{q}_{a31}$ ,  $q_{a32}\bar{q}_{a32}$ ,  $q_{b11}\bar{q}_{b11}$ ,  $q_{b12}\bar{q}_{b12}$ ,  $q_{b21}\bar{q}_{b21}$ ,  $q_{b22}\bar{q}_{b22}$ ,  $q_{b31}\bar{q}_{b31}$ ,  $q_{b32}\bar{q}_{b32}$ ,  $q_{c1}\bar{q}_{c1}$ ,  $q_{c2}\bar{q}_{c2}$ ,  $q_{c3}\bar{q}_{c3}$  são complementares. Dado que cada conversor NPC pode gerar  $3^3$  combinações e que o conversor de dois níveis gera  $2^3$  possíveis combinações, a quantidade de vetores de tensão gerados pelo sistema é de 5832 vetores.

### 2.2.1 Modelo do Sistema

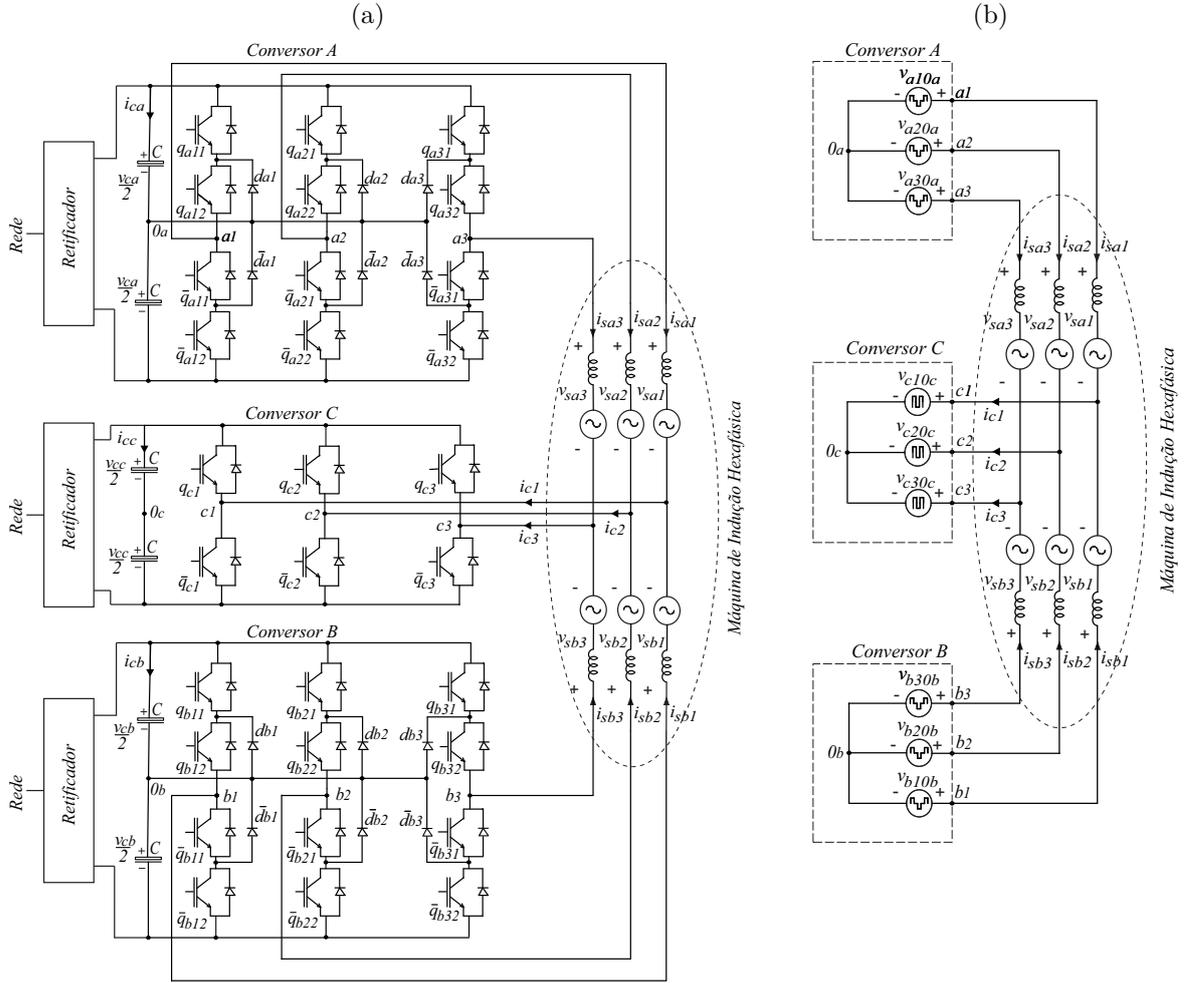
Considerando-se que as variáveis  $v_{sak}$ ,  $v_{sbk}$ ,  $i_{sak}$ ,  $i_{sbk}$  e  $i_{ck}$  representam as tensões e correntes do estator da MIH, respectivamente, e que a MIH é representada por um modelo RLE, pode-se usar as leis de Kirchhoff no circuito equivalente simplificado da Figura 2.1b, para equacionar o sistema.

$$i_{ck} = i_{sak} + i_{sbk} \quad (2.1)$$

$$v_{sak} = v_{akck} - v_{0ac} = e_{sak} + l_s \frac{di_{sak}}{dt} + r_s i_{sak} \quad (2.2)$$

$$v_{sbk} = v_{bkck} - v_{0bc} = e_{sbk} + l_s \frac{di_{sbk}}{dt} + r_s i_{sbk} \quad (2.3)$$

Figura 2.1 – Configuração INV-OEW-HIB. (a) Topologia proposta. (b) Circuito equivalente simplificado



Fonte: Próprio autor

com

$$v_{akck} = v_{ak0a} - v_{ck0c} \quad (2.4)$$

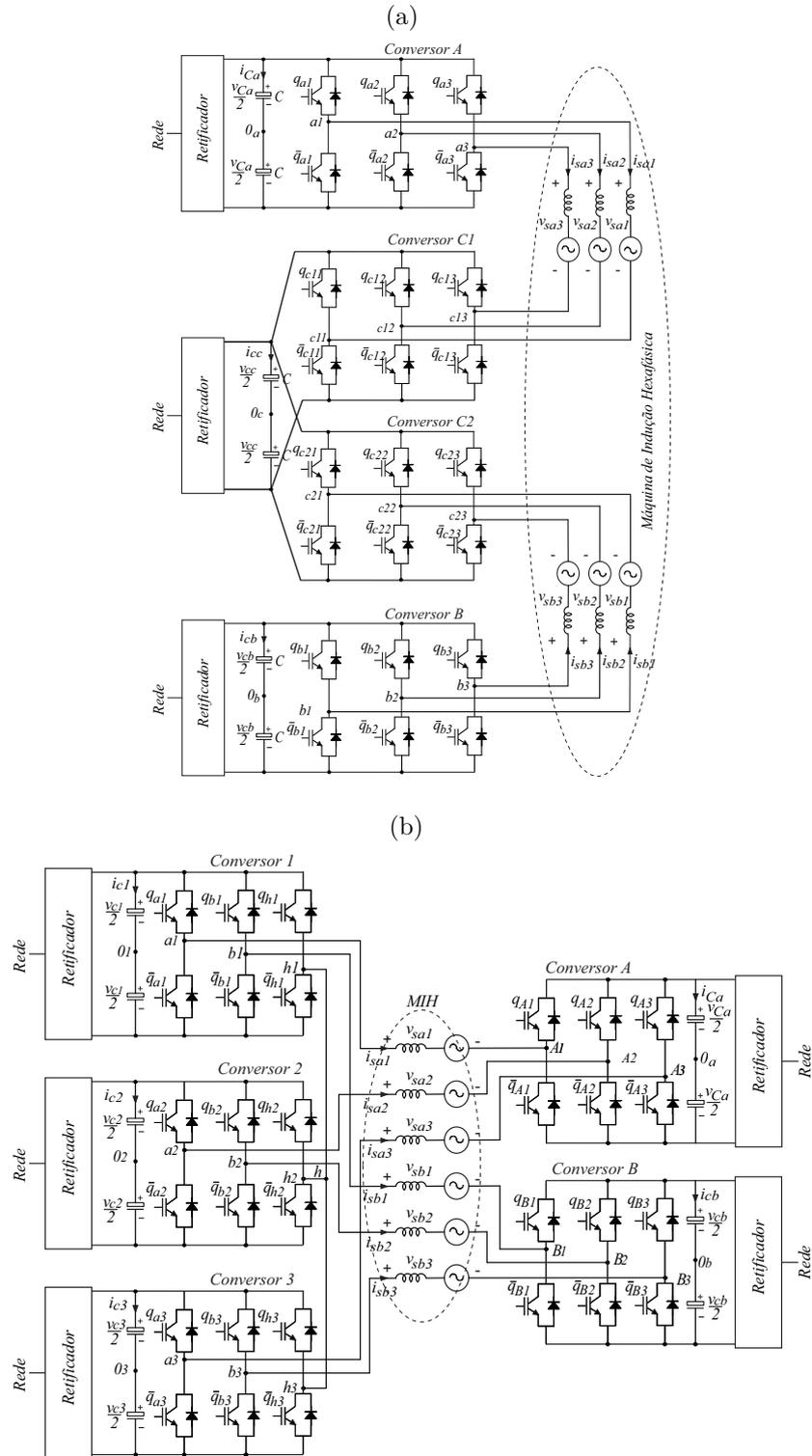
$$v_{bkck} = v_{bk0b} - v_{ck0c} \quad (2.5)$$

onde,  $r_s$  e  $l_s$  são a resistência do estator e indutância do estator, respectivamente e  $k = \{1, 2, 3\}$ .

As tensões  $v_{ak0a}$ ,  $v_{bk0b}$  e  $v_{ck0c}$  representam as tensões de polo do sistema. A tensão medida entre os pontos centrais dos barramentos CC dos conversores 'A' e 'C' ( $0_a$  e  $0_c$ , respectivamente) é representada por  $v_{0ac}$ , enquanto  $v_{0bc}$  representa a tensão medida entre os pontos centrais dos barramentos CC dos conversores 'B' e 'C', ( $0_b$  e  $0_c$ , respectivamente).

As tensões  $v_{akck}$  são chamadas de tensões polo resultantes entre os pontos  $a_k$  e  $c_k$ , enquanto  $v_{bkck}$  são chamadas de tensões de polo resultantes entre os pontos  $b_k$  e  $c_k$ .

Figura 2.2 – Topologias convencionais. (a) Sistema hexafásico com doze braços (12L-OEW). (b) Sistema hexafásico com quinze braços (15L-OEW).



Fonte: Figura 2.2 (a) [51], Figura 2.2 (b) [77]

As tensões de polo dependem dos estados das chaves de potência dos conversores

'A', 'B' e 'C' e podem ser definidas por

$$v_{ak0a} = (q_{ak1} + q_{ak2} - 1) \frac{v_{Ca}}{2} \quad (2.6)$$

$$v_{bk0b} = (q_{bk1} + q_{bk2} - 1) \frac{v_{Cb}}{2} \quad (2.7)$$

$$v_{ck0c} = (2q_{ck} - 1) \frac{v_{Cc}}{2}. \quad (2.8)$$

Onde  $v_{Ca}$ ,  $v_{Cb}$  e  $v_{Cc}$  são as tensões dos barramentos CC dos conversores 'A', 'B' e 'C', respectivamente. As variáveis  $q_{ak1}$ ,  $q_{ak2}$ ,  $q_{bk1}$ ,  $q_{bk2}$  e  $q_{ck}$  representam os estados binários das chaves de potência dos três conversores. Quando estas assumem o valor 0, significa que a chave de potência está aberta. Caso o estado da chave assuma o valor 1, significa que a chave de potência está fechada. Os possíveis valores de tensões de polo que podem ser assumidos pelos conversores são mostrados nas Tabelas 2.1 e 2.2.

Tabela 2.1 – Tensões de polo  $v_{xk0x}$ , com  $x = \{a, b\}$

$q_{xk1}$	$q_{xk2}$	$\bar{q}_{xk1}$	$\bar{q}_{xk2}$	$v_{xk0x}$
0	0	1	1	$-\frac{v_{Cx}}{2}$
0	1	1	0	0
1	1	0	0	$\frac{v_{Cx}}{2}$

Tabela 2.2 – Tensões de polo  $v_{ck0c}$

$q_{ck}$	$\bar{q}_{ck}$	$v_{ck0c}$
0	1	$-\frac{v_{Cc}}{2}$
1	0	$\frac{v_{Cc}}{2}$

As tensões  $v_{sak}$  e  $v_{sbk}$  [introduzidas em (2.2)-(2.3)] podem ser expressas em função das tensões de polo  $v_{ak0a}$ ,  $v_{bk0b}$  e  $v_{ck0c}$ , ou seja,

$$v_{sa1} = v_{a10a} - v_{c10c} - v_{0ac} = v_{a1c1} - v_{0ac} \quad (2.9)$$

$$v_{sb1} = v_{b10b} - v_{c10c} - v_{0bc} = v_{b1c1} - v_{0bc} \quad (2.10)$$

$$v_{sa2} = v_{a20a} - v_{c20c} - v_{0ac} = v_{a2c2} - v_{0ac} \quad (2.11)$$

$$v_{sb2} = v_{b20b} - v_{c20c} - v_{0bc} = v_{b2c2} - v_{0bc} \quad (2.12)$$

$$v_{sa3} = v_{a30a} - v_{c30c} - v_{0ac} = v_{a3c3} - v_{0ac} \quad (2.13)$$

$$v_{sb3} = v_{b30b} - v_{c30c} - v_{0bc} = v_{b3c3} - v_{0bc}. \quad (2.14)$$

Assumindo-se que o sistema é simétrico, ou seja,  $e_{sa1} + e_{sa2} + e_{sa3} = 0$ ,  $e_{sb1} + e_{sb2} + e_{sb3} = 0$ ,  $i_{sa1} + i_{sa2} + i_{sa3} = 0$ ,  $i_{sb1} + i_{sb2} + i_{sb3} = 0$ ,  $v_{sa1} + v_{sa2} + v_{sa3} = 0$  e  $v_{sb1} + v_{sb2} + v_{sb3} = 0$ ,

as tensões  $v_{0ac}$  e  $v_{0bc}$  podem ser obtidas por

$$v_{0ac} = \frac{1}{3} \sum_{k=1}^3 v_{ackk} \quad (2.15)$$

$$v_{0bc} = \frac{1}{3} \sum_{k=1}^3 v_{bkck}. \quad (2.16)$$

### 2.2.2 Corrente do Conversor Compartilhado

Uma característica importante das configurações estudadas, neste trabalho, é que as correntes dos braços compartilhados do conversor 'C', são afetadas pelo ângulo  $\alpha$  ( $0^\circ$ ,  $30^\circ$  ou  $60^\circ$ ) das máquinas utilizadas. Outra característica importante nestas configurações, é a possibilidade de estabelecer diferentes relações de tensões entre os barramentos dos conversores. Esta possibilidade permite aumentar o número de níveis das tensões geradas, assim como equalizar a potência processada pelos conversores 'A', 'B' e 'C'. A equalização é possível escolhendo-se uma menor tensão no barramento CC do conversor 'C', considerando-se que este é o conversor de maior corrente, cujo valor é dado por:

$$i_{ck} = i_{sak} + i_{sbk} \quad (2.17)$$

$$I_c = I_s \sqrt{2(1 + \cos\alpha)}. \quad (2.18)$$

onde  $I_s$  representa a amplitude das correntes de fase da máquina ( $i_{sak}$  e  $i_{sbk}$ ) e  $k = 1, 2, 3$ .

Na Tabela 2.3, mostra-se os valores de  $I_c$ , em função de  $\alpha$ , considerando-se a amplitude das correntes de fase de 1pu.

Tabela 2.3 – Amplitude das correntes do conversor 'C', em função de  $\alpha$ .

Amplitude de $i_{ck}$	$\alpha = 0^\circ$	$\alpha = 30^\circ$	$\alpha = 60^\circ$
$I_c$	2pu	1,93pu	1,73pu

Percebe-se que a corrente no conversor 'C' é maior quando a máquina possui  $\alpha = 0^\circ$  (2pu), e menor valor para  $\alpha = 60^\circ$  (1,73pu). Desta forma, para que o processamento de potência entre os conversores seja melhor equalizado, é interessante que no momento de escolha de relações de tensões dos barramentos, o inversor submetido à maior corrente trabalhe com menor tensão de barramento.

### 2.2.3 Vetores de Tensão

As relações entre as tensões dos barramentos, utilizadas para as análises da topologia estudada nesta seção serão: i)  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ , ii)  $v_{ca} = v_{cb} = (2/3)v_{cc}$  e iii)

$v_{ca} = v_{cb} = 4v_{cc}$ . A normalização das tensões dos barramentos é feita pela introdução da variável  $v_{ct}$ , que é definida por:

$$v_{ct} = (v_{ca} + v_{cc})/2 = (v_{cb} + v_{cc})/2. \quad (2.19)$$

A Tabela 2.4 apresenta os vetores gerados pela configuração proposta, considerando-se todos os possíveis estados das chaves de potência para a relação de tensões de barramentos  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ . A variável  $\mathbf{v}_{\mathbf{nk}}$  representa os vetores de tensão gerados, podendo ser definida por  $\mathbf{v}_{\mathbf{nk}} = v_{akck} + jv_{bkck}$  ( $n = 0,1,2,\dots,17$ ) e ( $j = \sqrt{-1}$ ).

Tabela 2.4 – Vetores e tensões para relação de barramentos CC  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$

$\mathbf{V}_{\mathbf{nk}}$	$q_{ak1}$	$q_{ak2}$	$q_{bk1}$	$q_{bk2}$	$q_{ck}$	$v_{ak0a}$	$v_{bk0b}$	$v_{ck0c}$	$v_{akck}$	$v_{bkck}$
$\mathbf{V}_{0\mathbf{k}}$	0	0	0	0	0	$-0,5v_{ct}$	$-0,5v_{ct}$	$-0,5v_{ct}$	0	0
$\mathbf{V}_{1\mathbf{k}}$	1	1	1	1	1	$0,5v_{ct}$	$0,5v_{ct}$	$0,5v_{ct}$	0	0
$\mathbf{V}_{2\mathbf{k}}$	0	1	0	0	0	0	$-0,5v_{ct}$	$-0,5v_{ct}$	$0,5v_{ct}$	0
$\mathbf{V}_{3\mathbf{k}}$	1	1	0	0	0	$0,5v_{ct}$	$-0,5v_{ct}$	$-0,5v_{ct}$	$v_{ct}$	0
$\mathbf{V}_{4\mathbf{k}}$	1	1	0	1	0	$0,5v_{ct}$	0	$-0,5v_{ct}$	$v_{ct}$	$0,5v_{ct}$
$\mathbf{V}_{5\mathbf{k}}$	0	1	0	1	0	0	0	$-0,5v_{ct}$	$0,5v_{ct}$	$0,5v_{ct}$
$\mathbf{V}_{6\mathbf{k}}$	0	0	0	1	0	$-0,5v_{ct}$	0	$-0,5v_{ct}$	0	$0,5v_{ct}$
$\mathbf{V}_{7\mathbf{k}}$	1	1	1	1	0	$0,5v_{ct}$	$0,5v_{ct}$	$-0,5v_{ct}$	$v_{ct}$	$v_{ct}$
$\mathbf{V}_{8\mathbf{k}}$	0	1	1	1	0	0	$0,5v_{ct}$	$-0,5v_{ct}$	$0,5v_{ct}$	$v_{ct}$
$\mathbf{V}_{9\mathbf{k}}$	0	0	1	1	0	$-0,5v_{ct}$	$0,5v_{ct}$	$-0,5v_{ct}$	0	$v_{ct}$
$\mathbf{V}_{10\mathbf{k}}$	0	1	1	1	1	0	$0,5v_{ct}$	$0,5v_{ct}$	$-0,5v_{ct}$	0
$\mathbf{V}_{11\mathbf{k}}$	0	0	1	1	1	$-0,5v_{ct}$	$0,5v_{ct}$	$0,5v_{ct}$	$-v_{ct}$	0
$\mathbf{V}_{12\mathbf{k}}$	0	0	0	1	1	$-0,5v_{ct}$	0	$0,5v_{ct}$	$-v_{ct}$	$-0,5v_{ct}$
$\mathbf{V}_{13\mathbf{k}}$	0	1	0	1	1	0	0	$0,5v_{ct}$	$-0,5v_{ct}$	$-0,5v_{ct}$
$\mathbf{V}_{14\mathbf{k}}$	1	1	0	1	1	$0,5v_{ct}$	0	$0,5v_{ct}$	0	$-0,5v_{ct}$
$\mathbf{V}_{15\mathbf{k}}$	1	1	0	0	1	$0,5v_{ct}$	$-0,5v_{ct}$	$0,5v_{ct}$	0	$-v_{ct}$
$\mathbf{V}_{16\mathbf{k}}$	0	1	0	0	1	0	$-0,5v_{ct}$	$0,5v_{ct}$	$-0,5v_{ct}$	$-v_{ct}$
$\mathbf{V}_{17\mathbf{k}}$	0	0	0	0	1	$-0,5v_{ct}$	$-0,5v_{ct}$	$0,5v_{ct}$	$-v_{ct}$	$-v_{ct}$

Observa-se que para  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ , a topologia proposta gera tensões  $v_{akck}$  e  $v_{bkck}$  com cinco níveis diferentes e igualmente espaçados ( $-v_{ct}$ ,  $-0,5v_{ct}$ ,  $0$ ,  $0,5v_{ct}$  e  $v_{ct}$ ).

Na Tabela 2.5 são mostrados os vetores gerados, considerando-se os possíveis estados das chaves de potência para a relação de tensões de barramentos  $v_{ca} = v_{cb} = (2/3)v_{cc}$ . Para esta relação de tensões dos barramentos, observa-se que são geradas tensões  $v_{akck}$  e  $v_{bkck}$  com seis níveis diferentes e igualmente espaçados ( $-v_{ct}$ ,  $-0,6v_{ct}$ ,  $-0,2v_{ct}$ ,  $0,2v_{ct}$ ,  $0,6v_{ct}$  e  $v_{ct}$ ).

Na Tabela 2.6, por sua vez, são mostrados os vetores gerados para a terceira relação de tensões de barramentos,  $v_{ca} = v_{cb} = 4v_{cc}$ . Assim como na Tabela 2.5, observa-se que são geradas tensões  $v_{akck}$  e  $v_{bkck}$  com seis níveis diferentes e igualmente espaçados ( $-v_{ct}$ ,  $-0,6v_{ct}$ ,  $-0,2v_{ct}$ ,  $0,2v_{ct}$ ,  $0,6v_{ct}$  e  $v_{ct}$ ).

Tabela 2.5 – Vetores e tensões para relação de barramentos CC  $v_{ca} = v_{cb} = (2/3)v_{cc}$

$V_{nk}$	$q_{ak1}$	$q_{ak2}$	$q_{bk1}$	$q_{bk2}$	$q_{ck}$	$v_{ak0a}$	$v_{bk0b}$	$v_{ck0c}$	$v_{akck}$	$v_{bkck}$
$V_{0k}$	0	0	0	0	0	$-0,4v_{ct}$	$-0,4v_{ct}$	$-0,6v_{ct}$	$0,2v_{ct}$	$0,2v_{ct}$
$V_{1k}$	1	1	1	1	1	$0,4v_{ct}$	$0,4v_{ct}$	$0,6v_{ct}$	$-0,2v_{ct}$	$-0,2v_{ct}$
$V_{2k}$	0	1	0	0	0	0	$-0,4v_{ct}$	$-0,6v_{ct}$	$0,6v_{ct}$	$0,2v_{ct}$
$V_{3k}$	1	1	0	0	0	$0,4v_{ct}$	$-0,4v_{ct}$	$-0,6v_{ct}$	$v_{ct}$	$0,2v_{ct}$
$V_{4k}$	1	1	0	1	0	$0,4v_{ct}$	0	$-0,6v_{ct}$	$v_{ct}$	$0,6v_{ct}$
$V_{5k}$	0	1	0	1	0	0	0	$-0,6v_{ct}$	$0,6v_{ct}$	$0,6v_{ct}$
$V_{6k}$	0	0	0	1	0	$-0,4v_{ct}$	0	$-0,6v_{ct}$	$0,2v_{ct}$	$0,6v_{ct}$
$V_{7k}$	1	1	1	1	0	$0,4v_{ct}$	$0,4v_{ct}$	$-0,6v_{ct}$	$v_{ct}$	$v_{ct}$
$V_{8k}$	0	1	1	1	0	0	$0,4v_{ct}$	$-0,6v_{ct}$	$0,6v_{ct}$	$v_{ct}$
$V_{9k}$	0	0	1	1	0	$-0,4v_{ct}$	$0,4v_{ct}$	$-0,6v_{ct}$	$0,2v_{ct}$	$v_{ct}$
$V_{10k}$	0	1	1	1	1	0	$0,4v_{ct}$	$0,6v_{ct}$	$-0,6v_{ct}$	$-0,2v_{ct}$
$V_{11k}$	0	0	1	1	1	$-0,4v_{ct}$	$0,4v_{ct}$	$0,6v_{ct}$	$-v_{ct}$	$-0,2v_{ct}$
$V_{12k}$	0	0	0	1	1	$-0,4v_{ct}$	0	$0,6v_{ct}$	$-v_{ct}$	$-0,6v_{ct}$
$V_{13k}$	0	1	0	1	1	0	0	$0,6v_{ct}$	$-0,6v_{ct}$	$-0,6v_{ct}$
$V_{14k}$	1	1	0	1	1	$0,4v_{ct}$	0	$0,6v_{ct}$	$-0,2v_{ct}$	$-0,6v_{ct}$
$V_{15k}$	1	1	0	0	1	$0,4v_{ct}$	$-0,4v_{ct}$	$0,6v_{ct}$	$-0,2v_{ct}$	$-v_{ct}$
$V_{16k}$	0	1	0	0	1	0	$-0,4v_{ct}$	$0,6v_{ct}$	$-0,6v_{ct}$	$-v_{ct}$
$V_{17k}$	0	0	0	0	1	$-0,4v_{ct}$	$-0,4v_{ct}$	$0,6v_{ct}$	$-v_{ct}$	$-v_{ct}$

Tabela 2.6 – Vetores e tensões para relação de barramentos CC  $v_{ca} = v_{cb} = 4v_{cc}$

$V_{nk}$	$q_{ak1}$	$q_{ak2}$	$q_{bk1}$	$q_{bk2}$	$q_{ck}$	$v_{ak0a}$	$v_{bk0b}$	$v_{ck0c}$	$v_{akck}$	$v_{bkck}$
$V_{0k}$	0	0	0	0	0	$-0,8v_{ct}$	$-0,8v_{ct}$	$-0,2v_{ct}$	$-0,6v_{ct}$	$-0,6v_{ct}$
$V_{1k}$	1	1	1	1	1	$0,8v_{ct}$	$0,8v_{ct}$	$0,2v_{ct}$	$0,6v_{ct}$	$0,6v_{ct}$
$V_{2k}$	0	1	0	0	0	0	$-0,8v_{ct}$	$-0,2v_{ct}$	$0,2v_{ct}$	$-0,6v_{ct}$
$V_{3k}$	1	1	0	0	0	$0,8v_{ct}$	$-0,8v_{ct}$	$-0,2v_{ct}$	$v_{ct}$	$-0,6v_{ct}$
$V_{4k}$	1	1	0	1	0	$0,8v_{ct}$	0	$-0,2v_{ct}$	$v_{ct}$	$0,2v_{ct}$
$V_{5k}$	0	1	0	1	0	0	0	$-0,2v_{ct}$	$0,2v_{ct}$	$0,2v_{ct}$
$V_{6k}$	0	0	0	1	0	$-0,8v_{ct}$	0	$-0,2v_{ct}$	$-0,6v_{ct}$	$0,2v_{ct}$
$V_{7k}$	1	1	1	1	0	$0,8v_{ct}$	$0,8v_{ct}$	$-0,2v_{ct}$	$v_{ct}$	$v_{ct}$
$V_{8k}$	0	1	1	1	0	0	$0,8v_{ct}$	$-0,2v_{ct}$	$0,2v_{ct}$	$v_{ct}$
$V_{9k}$	0	0	1	1	0	$-0,8v_{ct}$	$0,8v_{ct}$	$-0,2v_{ct}$	$-0,6v_{ct}$	$v_{ct}$
$V_{10k}$	0	1	1	1	1	0	$0,8v_{ct}$	$0,2v_{ct}$	$-0,2v_{ct}$	$0,6v_{ct}$
$V_{11k}$	0	0	1	1	1	$-0,8v_{ct}$	$0,8v_{ct}$	$0,2v_{ct}$	$-v_{ct}$	$0,6v_{ct}$
$V_{12k}$	0	0	0	1	1	$-0,8v_{ct}$	0	$0,2v_{ct}$	$-v_{ct}$	$-0,2v_{ct}$
$V_{13k}$	0	1	0	1	1	0	0	$0,2v_{ct}$	$-0,2v_{ct}$	$-0,2v_{ct}$
$V_{14k}$	1	1	0	1	1	$0,8v_{ct}$	0	$0,2v_{ct}$	$0,6v_{ct}$	$-0,2v_{ct}$
$V_{15k}$	1	1	0	0	1	$0,8v_{ct}$	$-0,8v_{ct}$	$0,2v_{ct}$	$0,6v_{ct}$	$-v_{ct}$
$V_{16k}$	0	1	0	0	1	0	$-0,8v_{ct}$	$0,2v_{ct}$	$-0,2v_{ct}$	$-v_{ct}$
$V_{17k}$	0	0	0	0	1	$-0,8v_{ct}$	$-0,8v_{ct}$	$0,2v_{ct}$	$-v_{ct}$	$-v_{ct}$

## 2.2.4 Tensões de Polo de Referência

Considerando-se que o sistema é simétrico, conforme estabelecido na subseção 2.2.1, as tensões de fase de referência impostas à MIH se relacionam por:

$$v_{sa3}^* = -v_{sa1}^* - v_{sa2}^* \quad (2.20)$$

$$v_{sb3}^* = -v_{sb1}^* - v_{sb2}^*. \quad (2.21)$$

Desta forma, o sistema de controle que impõe as tensões de referência  $v_{sak}^*$  e  $v_{sbk}^*$  à MIH, necessita definir seis tensões de referência de polo resultantes,  $v_{akck}^*$  e  $v_{bkck}^*$ , independentes. As seis tensões de polo resultantes de referência são determinadas a partir das seis tensões de fase de referência e das tensões auxiliares  $v_{0ac}^*$  e  $v_{0bc}^*$ . Neste trabalho, os sinais de gatilhamento das chaves de potência são obtidos a partir da comparação das tensões  $v_{akck}^*$  e  $v_{bkck}^*$ , com sinais triangulares de alta frequência, denominados portadoras PWM.

### 2.2.4.1 Determinação de $v_{0ac}^*$ a partir de $v_{sak}^*$

A partir de (2.2), usa-se as tensões de referência,  $v_{sak}^*$ , impostas à MIH, para determinação das tensões de referência  $v_{0ac}^*$  e  $v_{akck}^*$ . As relações entre estas tensões podem ser escritas da seguinte forma:

$$v_{a1c1}^* = v_{sa1}^* + v_{0ac}^* \quad (2.22)$$

$$v_{a2c2}^* = v_{sa2}^* + v_{0ac}^* \quad (2.23)$$

$$v_{a3c3}^* = v_{sa3}^* + v_{0ac}^* \quad (2.24)$$

As tensões  $v_{sak}^*$  devem ser escolhidas respeitando-se os limites de  $v_{0ac}^*$  de forma que

$$v_{0ac_{min}}^* \leq v_{0ac}^* \leq v_{0ac_{max}}^* \quad (2.25)$$

onde

$$v_{0ac_{max}}^* = \frac{(v_{Ca}^* + v_{Cc}^*)}{2} - \max\{v_{sa1}^*, v_{sa2}^*, v_{sa3}^*\} \quad (2.26)$$

$$v_{0ac_{min}}^* = -\frac{(v_{Ca}^* + v_{Cc}^*)}{2} - \min\{v_{sa1}^*, v_{sa2}^*, v_{sa3}^*\} \quad (2.27)$$

A tensão auxiliar,  $v_{0ac}^*$ , pode ser escrita em função do fator de distribuição de roda livre,  $\mu_{0ac}$ , definido em [109] e [110], de forma que:

$$v_{0ac}^* = \mu_{0ac} v_{0ac_{max}}^* + (1 - \mu_{0ac}) v_{0ac_{min}}^* \quad (2.28)$$

com ( $0 \leq \mu_{0ac} \leq 1$ ). Analisando-se 2.28, percebe-se que, se  $\mu_{0ac} = 0$ , obtém-se os valores mínimos de  $v_{0ac}^*$  e se  $\mu_{0ac} = 1$ , obtém-se os valores máximos de  $v_{0ac}^*$ . Nestes casos, ou

um braço do conversor 'A' ou um do conversor 'C', opera com frequência de chaveamento nula. Para  $\mu_{0ac} = 0,5$ , obtém-se valores médios de  $v_{0ac}^*$ . Neste caso, os pulsos de tensão são centrados na metade do período do sinal da portadora PWM, resultando-se em menores distorções harmônicas das tensões geradas pelos conversores [109]. Após a escolha de  $\mu_{0ac}$ , calcula-se a variável auxiliar  $v_{0ac}^*$  e em seguida determina-se as tensões  $v_{akck}^*$  a partir de (2.22)-(2.24).

#### 2.2.4.2 Determinação de $v_{0bc}^*$ a partir de $v_{sbk}^*$

De forma semelhante à usada para a determinação de  $v_{akck}^*$ , usa-se as tensões de referência,  $v_{sbk}^*$ , impostas à MIH, para definir as tensão  $v_{0bc}^*$ , e a partir desta, determinar as tensões de referência  $v_{bkck}^*$ . As relações entre estas tensões podem ser escritas da seguinte forma:

$$v_{b1c1}^* = v_{sb1}^* + v_{0bc}^* \quad (2.29)$$

$$v_{b2c2}^* = v_{sb2}^* + v_{0bc}^* \quad (2.30)$$

$$v_{b3c3}^* = v_{sb3}^* + v_{0bc}^* \quad (2.31)$$

As tensões  $v_{sbk}^*$  devem ser escolhidas respeitando-se os limites de  $v_{0bc}^*$  de forma que

$$v_{0bc_{min}}^* \leq v_{0bc}^* \leq v_{0bc_{max}}^* \quad (2.32)$$

onde

$$v_{0bc_{max}}^* = \frac{(v_{Cb}^* + v_{Cc}^*)}{2} - \max\{v_{sb1}^*, v_{sb2}^*, v_{sb3}^*\} \quad (2.33)$$

$$v_{0bc_{min}}^* = -\frac{(v_{Cb}^* + v_{Cc}^*)}{2} - \min\{v_{sb1}^*, v_{sb2}^*, v_{sb3}^*\} \quad (2.34)$$

A tensão auxiliar,  $v_{0bc}^*$ , é escrita em função do fator de distribuição de roda livre,  $\mu_{0bc}$  ( $0 \leq \mu_{0bc} \leq 1$ ), por:

$$v_{0bc}^* = \mu_{0bc} v_{0bc_{max}}^* + (1 - \mu_{0bc}) v_{0bc_{min}}^* \quad (2.35)$$

Assim como foi discutido na subseção 2.2.4.1, escolhe-se o valor  $\mu_{0bc} = 0,5$ , de forma a se obter menor distorção harmônica das tensões geradas pelos conversores [109].

Após a escolha de  $\mu_{0bc}$ , calcula-se a variável auxiliar  $v_{0bc}^*$  e em seguida determina-se as tensões  $v_{bkck}^*$ , a partir de (2.29)-(2.31).

## 2.2.5 Implementação da Estratégia PWM

A estratégia de modulação utilizada neste trabalho é a mesma desenvolvida em [76, 77]. Esta técnica usa SV-PWM e LS-PWM com o objetivo de gerar tensões com baixo conteúdo harmônico e baixas perdas nos dispositivos semicondutores. O sistema é analisado em três planos vetoriais idênticos e independentes, definidos pelas tensões  $v_{akck}$  e  $v_{bkck}$ .

### 2.2.5.1 Estratégia SV-PWM

A partir das tensões  $v_{akck}$  e  $v_{bkck}$ , pode-se construir três planos vetoriais  $v_{akck}$  x  $v_{bkck}$ , idênticos e independentes. Cada plano vetorial é definido de tal forma que a tensão  $v_{akck}$  coincida com o eixo real ( $R_e$ ) e a tensão  $v_{bkck}$  coincida com o eixo imaginário ( $I_m$ ). Desta forma, qualquer vetor de tensão de referência, ( $\mathbf{v}_{\mathbf{nk}}^*$ ), pode ser representado por  $\mathbf{v}_{\mathbf{nk}}^* = v_{akck}^* + jv_{bkck}^*$  ( $j = \sqrt{-1}$ ).

Um vetor de referência  $\mathbf{v}_{\mathbf{nk}}^* = v_{akck}^* + jv_{bkck}^*$  pode ser sintetizado pelo conversor em um período de amostragem de duração  $T$ , a partir de três vetores que definem o setor onde o vetor de referência é localizado [77]. O tempo de aplicação de três vetores ( $\mathbf{v}_{\mathbf{xk}}$ ,  $\mathbf{v}_{\mathbf{yk}}$  e  $\mathbf{v}_{\mathbf{zk}}$ ) que definem um setor pode ser obtido analiticamente por

$$\mathbf{v}_{\mathbf{k}}^* = \mathbf{v}_{\mathbf{xk}} \frac{t_{xk}}{T} + \mathbf{v}_{\mathbf{yk}} \frac{t_{yk}}{T} + \mathbf{v}_{\mathbf{zk}} \frac{t_{zk}}{T}. \quad (2.36)$$

A decomposição de 2.36 no eixo real  $v_{akck}$  e no eixo imaginário  $v_{bkck}$  leva a

$$v_{akck}^* = v_{xakck} \frac{t_{xk}}{T} + v_{yakck} \frac{t_{yk}}{T} + v_{zakck} \frac{t_{zk}}{T} \quad (2.37)$$

$$v_{bkck}^* = v_{xbkck} \frac{t_{xk}}{T} + v_{ybkck} \frac{t_{yk}}{T} + v_{zbkck} \frac{t_{zk}}{T} \quad (2.38)$$

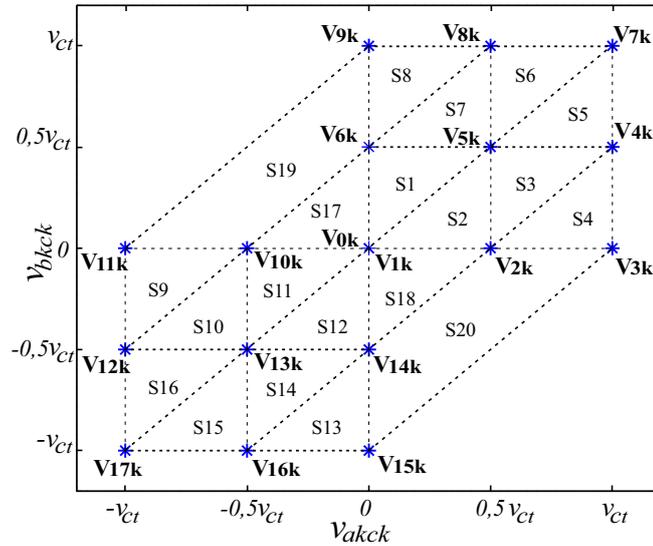
onde  $t_{xk}$ ,  $t_{yk}$  e  $t_{zk}$  são os tempos de aplicação de cada vetor e  $T = t_{xk} + t_{yk} + t_{zk}$

Na Figura 2.3, mostra-se o diagrama vetorial, construído com as informações contidas na Tabela 2.4, cuja relação de tensões dos barramentos é  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ . Os triângulos, cujos vértices são os vetores de tensão, representam os diversos setores, designados por 'SX' (X=1,2,...,20). Qualquer vetor no plano  $v_{akck}$  x  $v_{bkck}$  pode ser representado por  $\mathbf{v}_{\mathbf{nk}} = v_{akck} + jv_{bkck}$  ( $n = 0,1,2,\dots,17$ ). Na Figura 2.3, mostra-se o diagrama vetorial obtido a partir da Tabela 2.4. Conforme já observado na subseção 2.2.3, a operação com tensões de barramentos iguais gera tensões  $v_{akck}$  e  $v_{bkck}$  com cinco níveis diferentes e igualmente espaçados.

Na Figura 2.4 mostram-se as trajetórias descritas por  $\mathbf{v}_{\mathbf{nk}}^* = v_{akck}^* + jv_{bkck}^*$  nos planos vetoriais  $v_{akck}$  x  $v_{bkck}$ , considerando-se máquinas hexafásicas com ângulos  $\alpha = 0^\circ$ ,  $30^\circ$  e  $60^\circ$ . Nota-se que para  $\alpha = 0^\circ$  a trajetória descrita pelas tensões de referência é uma reta na diagonal principal do diagrama vetorial. Isto significa que  $v_{sak}^*$  e  $v_{sbk}^*$  estão em fase e que  $v_{akck}^* = v_{bkck}^*$ . Para  $\alpha = 30^\circ$ , o vetor de referência descreve uma trajetória quase elíptica passando entre os setores do plano vetorial. É interessante notar que para  $\alpha = 60^\circ$ , a trajetória descrita pela referência passa por fora de alguns setores do plano vetorial. Isto significa que para sintetizar as tensões de referência para este caso, é preciso aumentar a tensão dos barramentos para que a trajetória do vetor de referência fique entre os setores.

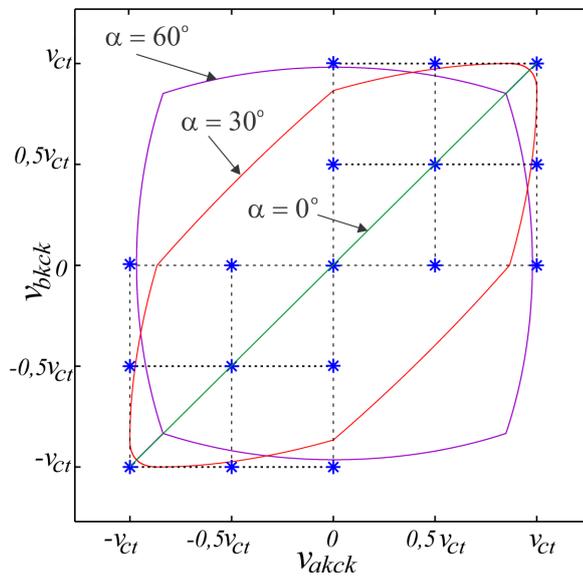
Na Figura 2.5 mostra-se o diagrama vetorial para a relação de barramentos CC  $v_{ca} = v_{cb} = (2/3)v_{cc}$ . Verifica-se que os vetores que compreendem os setores de S1 -

Figura 2.3 – Plano vetorial para a relação entre os barramentos  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ .



Fonte: Próprio autor

Figura 2.4 – Trajetórias dos vetores  $\mathbf{v}_{nk}^*$  para  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ .



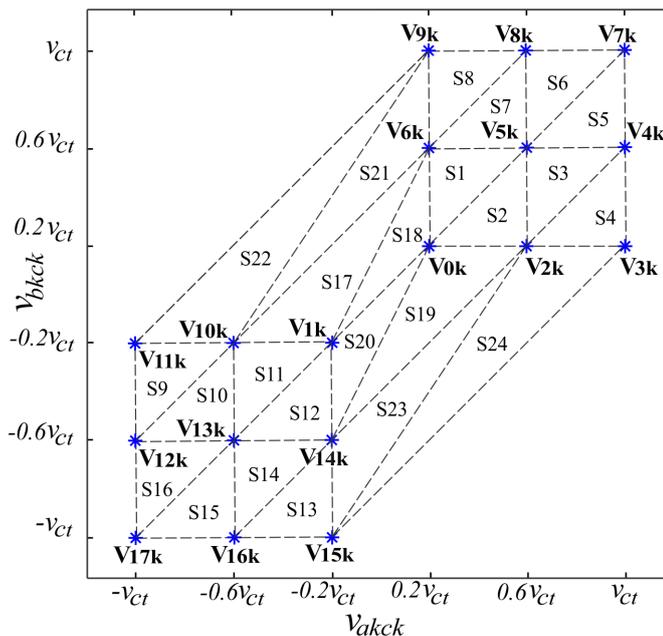
Fonte: Próprio autor

S8 e S9 - S16 são igualmente espaçados e formam triângulos retângulos. No entanto, os setores compreendidos entre S17 - S24 não formam triângulos retângulos. Isto significa que existem saltos de níveis de tensão entre os vetores que formam estes setores. Por exemplo, se o vetor de referência  $\mathbf{v}_{nk}^*$  estiver localizado no setor S21, os vetores  $\mathbf{v}_{6k}$ ,  $\mathbf{v}_{9k}$  e  $\mathbf{v}_{10k}$  serão usados para sintetizar este vetor de referência. Com o auxílio da Figura 2.5, vê-se que as componentes  $v_{bkck}$  dos vetores  $\mathbf{v}_{6k}$  e  $\mathbf{v}_{9k}$  são  $0,6v_{ct}$  e  $v_{ct}$ , respectivamente,

e portanto estão localizados em níveis de tensão adjacentes. No entanto, a componente  $v_{bkck}$  do vetor  $\mathbf{v}_{10k}$  é  $-0,2v_{ct}$ , indicando que entre o vetor  $\mathbf{v}_{6k}$  e  $\mathbf{v}_{10k}$ , há o salto do nível de tensão  $0,2v_{ct}$ . Entre o vetor  $\mathbf{v}_{9k}$  e o vetor  $\mathbf{v}_{10k}$ , por sua vez, existem dois saltos de níveis de tensão, quais sejam,  $0,6v_{ct}$  e  $0,2v_{ct}$ . Análise semelhante pode também ser feita ao se considerar as componentes  $v_{akck}$  destes vetores. Desta forma, devido aos saltos de níveis de tensão, a distorção harmônica dos sinais de tensão e corrente sintetizados nestes citados setores é comprometida.

Quando se observa, no entanto, a diagonal principal deste diagrama vetorial, percebe-se que os vetores que à compõem são igualmente espaçados. Desta forma, esta configuração é interessante para acionamento de uma MIH com  $\alpha = 0^\circ$ , sem comprometer a distorção harmônica. Percebe-se também que na presente configuração, existem seis vetores de tensão na diagonal principal, diferentemente da configuração anterior, com tensões de barramentos iguais (vide Figura 2.3), que possui apenas cinco vetores na diagonal principal. Neste contexto, para a configuração presente, é possível gerar tensões de fase com maior número de níveis, para uma MIH com  $\alpha = 0^\circ$ . Em termos de distorção harmônica, a configuração com esta relação de barramentos é, portanto, superior à configuração com barramentos com tensões iguais para acionamento de uma MIH com  $\alpha = 0^\circ$ . Desta forma, e com o objetivo de evitar os saltos de níveis já mencionados, no acionamento de uma MIH com  $\alpha = 30^\circ$  ou  $\alpha = 60^\circ$ , neste trabalho, esta relação de barramentos será utilizado para acionamento apenas de MIH com  $\alpha = 0^\circ$ .

Figura 2.5 – Plano vetorial para relação entre os barramentos CC  $v_{ca} = v_{cb} = (2/3)v_{cc}$ .

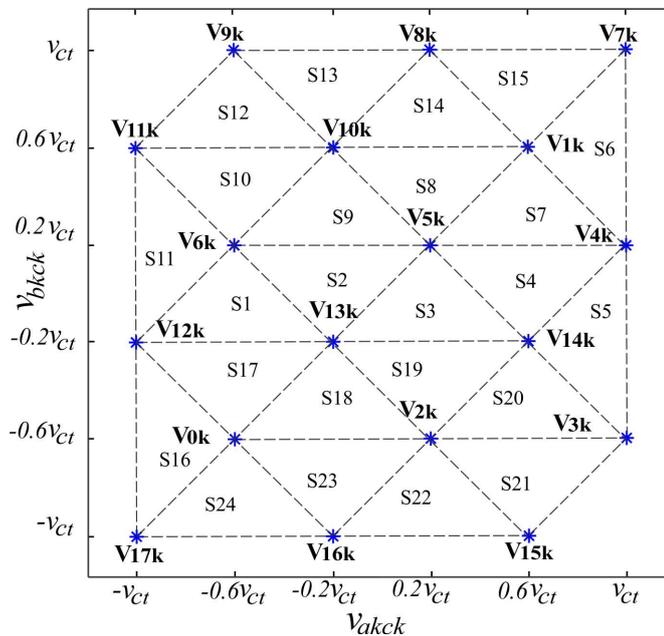


Fonte: Próprio autor

Uma análise similar pode ser feita para o sistema operando com a relação de barramentos  $v_{ca} = v_{cb} = 4v_{cc}$ . Na Figura 2.6 mostra-se que o sistema também gera seis níveis igualmente espaçados na diagonal principal. Contudo, fora da diagonal principal, em todos os setores, os vetores mais próximos chaveiam entre mais de dois níveis de tensões, comprometendo a distorção harmônica, da mesma maneira como o que acontece na configuração com  $v_{ca} = v_{cb} = (2/3)v_{cc}$ . Desta forma, levando-se em consideração a distorção harmônica, a operação com esta relação de tensões de barramentos é adequada para o acionamento de MIH com  $\alpha = 0^\circ$ .

Apesar de ambas configurações apresentarem a mesma quantidade de vetores na diagonal principal, existe uma diferença fundamental entre as duas configurações. Na configuração com  $v_{ca} = v_{cb} = (2/3)v_{cc}$ , a tensão do barramento do conversor 'C' é maior que as tensões dos conversores 'A' e 'B' ( $v_{cc} = 1, 5v_{ca} = 1, 5v_{cb}$ ). Na configuração com  $v_{ca} = v_{cb} = 4v_{cc}$ , a tensão do barramento do conversor 'C' é menor que as tensões dos conversores 'A' e 'B' ( $v_{cc} = 0, 25v_{ca} = 0, 25v_{cb}$ ). Conforme discutido na subseção 2.2.2, e mostrado na Tabela 2.3, a corrente do conversor 'C' depende do ângulo  $\alpha$  da MIH. Para  $\alpha = 0^\circ$ , sua amplitude é o dobro da amplitude das correntes de fase da máquina, (2.17) - (2.18).

Figura 2.6 – Plano vetorial para relação entre os barramentos CC  $v_{ca} = v_{cb} = 4v_{cc}$ .



Fonte: Próprio autor

Considerando-se, portanto, que a corrente processada pelo conversor 'C' é maior que as correntes dos conversores 'A' e 'B', para melhor equalização da potência processada pelos conversores, é importante escolher uma condição de funcionamento onde a tensão

do barramento do conversor 'C' seja menor que as tensões dos barramentos dos conversores 'A' e 'B'. Conforme já discutido, na configuração  $v_{ca} = v_{cb} = (2/3)v_{cc}$  a tensão do barramento 'C' é maior que as tensões dos barramentos dos conversores 'A' e 'B'. Já na configuração com  $v_{ca} = v_{cb} = 4v_{cc}$ , a tensão do barramento do conversor 'C' é menor que as tensões dos barramentos dos conversores 'A' e 'B'. Neste contexto, em termos de equalização de potência, a configuração com  $v_{ca} = v_{cb} = 4v_{cc}$  se torna mais interessante que a configuração com  $v_{ca} = v_{cb} = (2/3)v_{cc}$ , conforme será demonstrado nas simulações.

### 2.2.5.2 Sequência de Vetores

A sequência de aplicação dos vetores em cada setor representa um fator decisivo em termos de distorção harmônica e de perdas de chaveamento do sistema. Na Tabela 2.7 mostra-se as sequências de aplicação dos vetores de tensão, aplicados simetricamente em relação à metade do período de amostragem ( $T/2$ ), para cada setor da configuração com  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ . O critério utilizado para a escolha da sequência foi o de menor número de mudança de estado de cada chave, com o intuito de diminuir as perdas de chaveamento e diminuir a distorção harmônica.

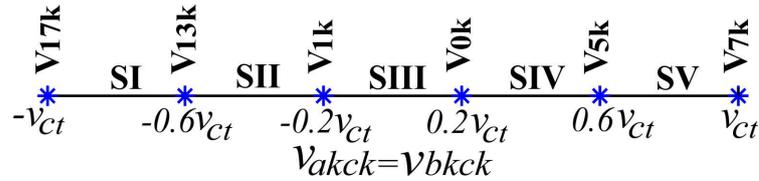
Tabela 2.7 – Sequência de aplicação dos vetores para relação de barramentos CC  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$

Setor	Vetores	Sequência de aplicação								
		$t_1$	$t_2$	$t_3$	$t_4$	$t_5$				
S1	<b>V0k, V1k, V5k, V6k</b>	<b>V0k</b>	→	<b>V6k</b>	→	<b>V5k</b>	→	<b>V6k</b>	→	<b>V0k</b>
S2	<b>V0k, V1k, V2k, V5k</b>	<b>V0k</b>	→	<b>V2k</b>	→	<b>V5k</b>	→	<b>V2k</b>	→	<b>V0k</b>
S3	<b>V2k, V5k, V4k</b>	<b>V2k</b>	→	<b>V5k</b>	→	<b>V4k</b>	→	<b>V5k</b>	→	<b>V2k</b>
S4	<b>V2k, V3k, V4k</b>	<b>V2k</b>	→	<b>V3k</b>	→	<b>V4k</b>	→	<b>V3k</b>	→	<b>V2k</b>
S5	<b>V4k, V5k, V7k</b>	<b>V5k</b>	→	<b>V4k</b>	→	<b>V7k</b>	→	<b>V4k</b>	→	<b>V5k</b>
S6	<b>V5k, V7k, V8k</b>	<b>V5k</b>	→	<b>V8k</b>	→	<b>V7k</b>	→	<b>V8k</b>	→	<b>V5k</b>
S7	<b>V5k, V6k, V8k</b>	<b>V6k</b>	→	<b>V5k</b>	→	<b>V8k</b>	→	<b>V5k</b>	→	<b>V6k</b>
S8	<b>V6k, V8k, V9k</b>	<b>V6k</b>	→	<b>V9k</b>	→	<b>V8k</b>	→	<b>V9k</b>	→	<b>V6k</b>
S9	<b>V10k, V11k, V12k</b>	<b>V12k</b>	→	<b>V11k</b>	→	<b>V10k</b>	→	<b>V11k</b>	→	<b>V12k</b>
S10	<b>V10k, V12k, V13k</b>	<b>V12k</b>	→	<b>V13k</b>	→	<b>V10k</b>	→	<b>V13k</b>	→	<b>V12k</b>
S11	<b>V0k, V1k, V10k, V13k</b>	<b>V13k</b>	→	<b>V10k</b>	→	<b>V1k</b>	→	<b>V10k</b>	→	<b>V13k</b>
S12	<b>V0k, V1k, V13k, V14k</b>	<b>V13k</b>	→	<b>V14k</b>	→	<b>V1k</b>	→	<b>V14k</b>	→	<b>V13k</b>
S13	<b>V14k, V15k, V16k</b>	<b>V16k</b>	→	<b>V15k</b>	→	<b>V14k</b>	→	<b>V15k</b>	→	<b>V16k</b>
S14	<b>V13k, V14k, V16k</b>	<b>V16k</b>	→	<b>V13k</b>	→	<b>V14k</b>	→	<b>V13k</b>	→	<b>V16k</b>
S15	<b>V13k, V16k, V17k</b>	<b>V17k</b>	→	<b>V16k</b>	→	<b>V13k</b>	→	<b>V16k</b>	→	<b>V17k</b>
S16	<b>V12k, V13k, V17k</b>	<b>V17k</b>	→	<b>V12k</b>	→	<b>V13k</b>	→	<b>V12k</b>	→	<b>V17k</b>
S17	<b>V0k, V1k, V6k, V10k</b>	<b>V10k</b>	→	<b>V1k</b>	→	<b>V6k</b>	→	<b>V1k</b>	→	<b>V10k</b>
S18	<b>V0k, V1k, V2k, V14k</b>	<b>V14k</b>	→	<b>V1k</b>	→	<b>V2k</b>	→	<b>V1k</b>	→	<b>V14k</b>
S19	<b>V0k, V1k, V9k, V11k</b>	<b>V11k</b>	→	<b>V1k</b>	→	<b>V9k</b>	→	<b>V1k</b>	→	<b>V11k</b>
S20	<b>V0k, V1k, V3k, V15k</b>	<b>V15k</b>	→	<b>V1k</b>	→	<b>V3k</b>	→	<b>V1k</b>	→	<b>V15k</b>

Considerando-se que para as relações de tensões de barramentos  $v_{ca} = v_{cb} = (2/3)v_{cc}$  e  $v_{ca} = v_{cb} = 4v_{cc}$  a MIH utilizada é a de  $\alpha = 0^\circ$ , apenas os vetores da diagonal

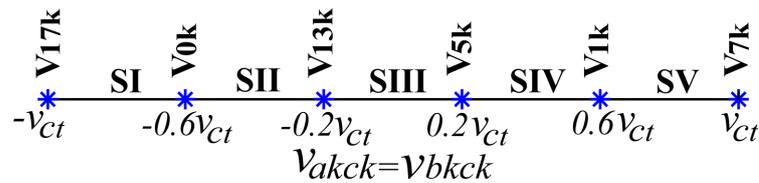
destas configurações são utilizados. A representação simplificada, somente dos vetores da diagonal principal das configurações  $v_{ca} = v_{cb} = (2/3)v_{cc}$  e  $v_{ca} = v_{cb} = 4v_{cc}$ , são mostradas nas Figuras 2.7 e 2.8, respectivamente. As Tabelas 2.8 e 2.9 mostram as seqüências de aplicações dos vetores para as respectivas configurações. As variáveis SI, SII, SIII, SIV e SV, representam os setores na reta.

Figura 2.7 – Representação dos vetores da diagonal principal para  $v_{ca} = v_{cb} = (2/3)v_{cc}$ .



Fonte: Próprio autor

Figura 2.8 – Representação dos vetores da diagonal principal para  $v_{ca} = v_{cb} = 4v_{cc}$ .



Fonte: Próprio autor

Tabela 2.8 – Sequência de aplicação dos vetores para relação de barramentos CC  $v_{ca} = v_{cb} = (2/3)v_{cc}$

Setor	Vetores	Sequência de aplicação		
		$t_1$	$t_2$	$t_3$
I	$\mathbf{V}_{17k}, \mathbf{V}_{13k}$	$\mathbf{V}_{17k}$	$\rightarrow \mathbf{V}_{13k}$	$\rightarrow \mathbf{V}_{17k}$
II	$\mathbf{V}_{13k}, \mathbf{V}_{1k}$	$\mathbf{V}_{13k}$	$\rightarrow \mathbf{V}_{1k}$	$\rightarrow \mathbf{V}_{13k}$
III	$\mathbf{V}_{1k}, \mathbf{V}_{0k}$	$\mathbf{V}_{1k}$	$\rightarrow \mathbf{V}_{0k}$	$\rightarrow \mathbf{V}_{1k}$
IV	$\mathbf{V}_{0k}, \mathbf{V}_{5k}$	$\mathbf{V}_{0k}$	$\rightarrow \mathbf{V}_{5k}$	$\rightarrow \mathbf{V}_{0k}$
V	$\mathbf{V}_{5k}, \mathbf{V}_{7k}$	$\mathbf{V}_{5k}$	$\rightarrow \mathbf{V}_{7k}$	$\rightarrow \mathbf{V}_{5k}$

### 2.2.5.3 Estratégia LS-PWM

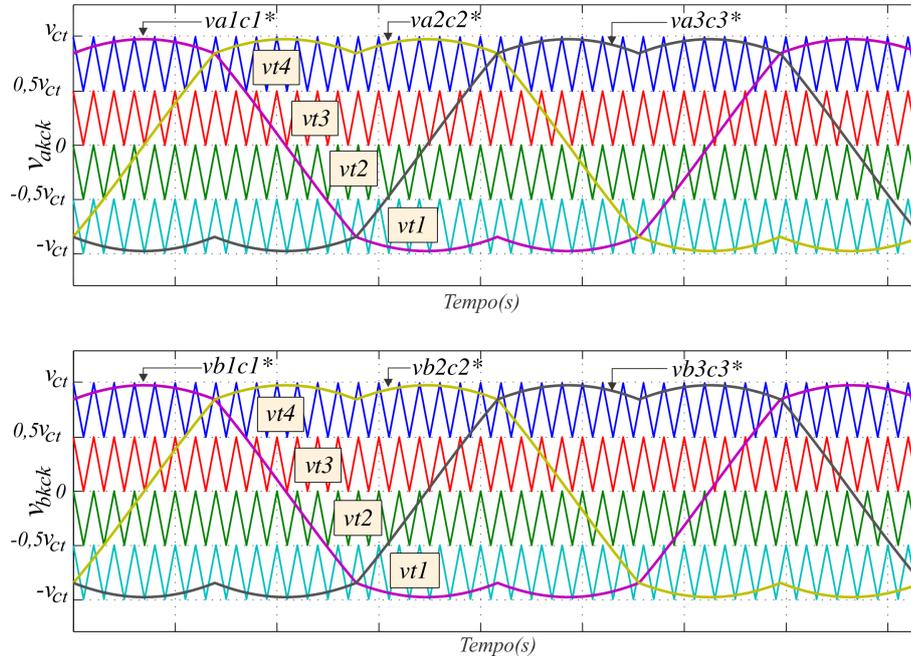
A implementação da técnica SV-PWM apresentada na subseção 2.2.5.1, é feita através da aplicação de uma estratégia LS-PWM equivalente, que foi desenvolvida e apresentada em [77]. Nesta técnica, as portadoras triangulares de alta frequência, com mesma fase e níveis diferentes, são comparadas com as tensões de referência  $v_{akck}^*$  e  $v_{bkck}^*$ , conforme mostrado nas Figuras 2.9 e 2.10. O uso de portadoras triangulares garante que

Tabela 2.9 – Sequência de aplicação dos vetores para relação de barramentos CC  $v_{ca} = v_{cb} = 4v_{cc}$

Setor	Vetores	Sequência de aplicação		
		$t_1$	$t_2$	$t_3$
I	$\mathbf{V}_{17k}, \mathbf{V}_{0k}$	$\mathbf{V}_{17k}$	$\rightarrow \mathbf{V}_{0k}$	$\rightarrow \mathbf{V}_{17k}$
II	$\mathbf{V}_{0k}, \mathbf{V}_{13k}$	$\mathbf{V}_{0k}$	$\rightarrow \mathbf{V}_{13k}$	$\rightarrow \mathbf{V}_{0k}$
III	$\mathbf{V}_{13k}, \mathbf{V}_{5k}$	$\mathbf{V}_{13k}$	$\rightarrow \mathbf{V}_{5k}$	$\rightarrow \mathbf{V}_{13k}$
IV	$\mathbf{V}_{5k}, \mathbf{V}_{1k}$	$\mathbf{V}_{5k}$	$\rightarrow \mathbf{V}_{1k}$	$\rightarrow \mathbf{V}_{5k}$
V	$\mathbf{V}_{1k}, \mathbf{V}_{7k}$	$\mathbf{V}_{1k}$	$\rightarrow \mathbf{V}_{7k}$	$\rightarrow \mathbf{V}_{1k}$

a aplicação dos vetores é realizada simetricamente em relação à metade do período de amostragem ( $T/2$ ). A Figura 2.9 refere-se à operação com as tensões dos barramentos  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ , que, conforme apresentado previamente, gera cinco vetores de tensão igualmente espaçados. São, portanto necessárias quatro portadoras de alta frequência posicionadas entre os níveis gerados. Na Figura 2.10, são apresentadas as cinco portadoras triangulares que são posicionadas entre os seis níveis de tensão gerados tanto pela configuração  $v_{ca} = v_{cb} = (2/3)v_{cc}$ , quanto pela configuração  $v_{ca} = v_{cb} = 4v_{cc}$ . Para a configuração

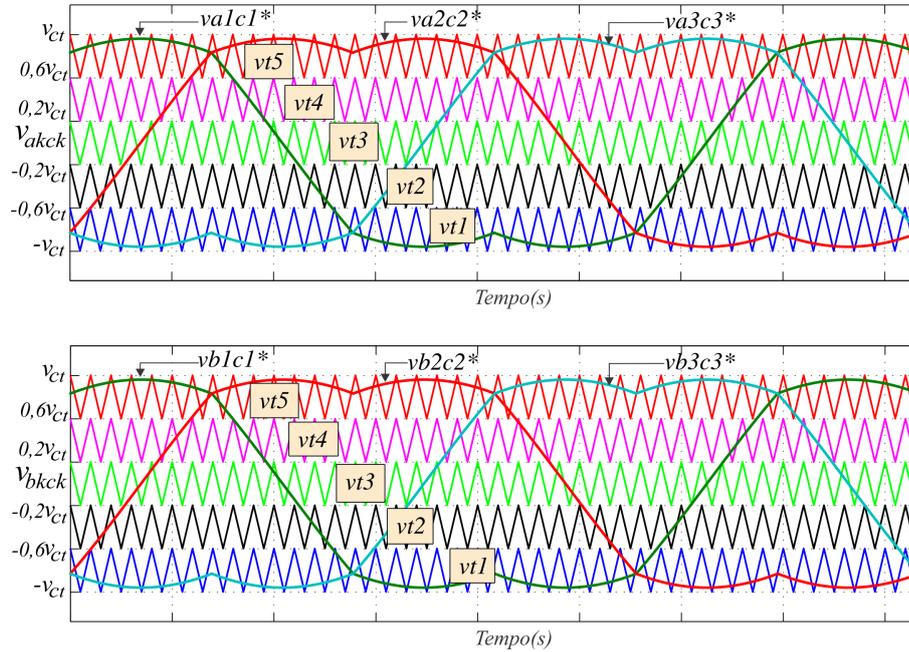
Figura 2.9 – Estratégia de modulação com  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ .



Fonte: Próprio autor

$v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ , a portadora  $v_{t1}$  localiza-se entre os níveis  $-v_{ct}$  e  $-0,5v_{ct}$ , a portadora  $v_{t2}$  entre os níveis  $-0,5v_{ct}$  e  $0$ , a portadora  $v_{t3}$  entre os níveis  $0$  e  $0,5v_{ct}$  e a portadora  $v_{t4}$  entre os níveis  $0,5v_{ct}$  e  $v_{ct}$ . A Figura 2.10, por sua vez, mostra a localização das cinco portadoras de alta frequência, entre os seis níveis de tensões gerados pelos conversores

Figura 2.10 – Estratégia de modulação com  $v_{ca} = v_{cb} = (2/3)v_{cc}$  e  $v_{ca} = v_{cb} = 4v_{cc}$ .



Fonte: Próprio autor

nas duas operações com tensões de barramentos  $v_{ca} = v_{cb} = (2/3)v_{cc}$  e  $v_{ca} = v_{cb} = 4v_{cc}$ , [vide Figura 2.5 e Figura 2.6]. A portadora  $v_{t1}$  localiza-se entre os níveis  $-v_{ct}$  e  $-0,6v_{ct}$ , a portadora  $v_{t2}$  entre os níveis  $-0,6v_{ct}$  e  $-0,2v_{ct}$ , a portadora  $v_{t3}$  entre os níveis  $-0,2v_{ct}$  e  $0,2v_{ct}$ , a portadora  $v_{t4}$  entre os níveis  $0,2v_{ct}$  e  $0,6v_{ct}$  e a portadora  $v_{t5}$  entre os níveis  $0,6v_{ct}$  e  $v_{ct}$ . Os tempos de aplicação dos vetores são obtidos diretamente, a partir das comparações entre as portadoras de alta frequência e as tensões de referência, conforme mostrado na Figura 2.12.

Considerando-se que os setores 'S19' e 'S20' apresentam saltos de níveis [vide Figura 2.3 e Tabela 2.7], duas outras portadoras, com o dobro da amplitude das quatro anteriores, são definidas. A primeira é definida entre os níveis  $v_{ct}$  e 0 e a segunda é definida entre os níveis 0 e  $-v_{ct}$ . Estes são setores que são utilizados para acionamento de MIH com  $\alpha = 30^\circ$  e  $\alpha = 60^\circ$ . Nas Figuras 2.13, 2.14, 2.15, 2.16 e 2.17 mostra-se a aplicação da técnica LS-PWM para a configuração com  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ .

Para a síntese da tensão de referência, é preciso identificar a localização do vetor  $\mathbf{v}_{nk}^*$  no plano vetorial. Na Figura 2.11, são mostradas as equações das retas que delimitam os setores dos planos vetoriais. Os testes lógicos utilizados pelo algoritmo para determinação da localização do vetor de referência nos planos vetoriais são mostrados na Tabela 2.10.

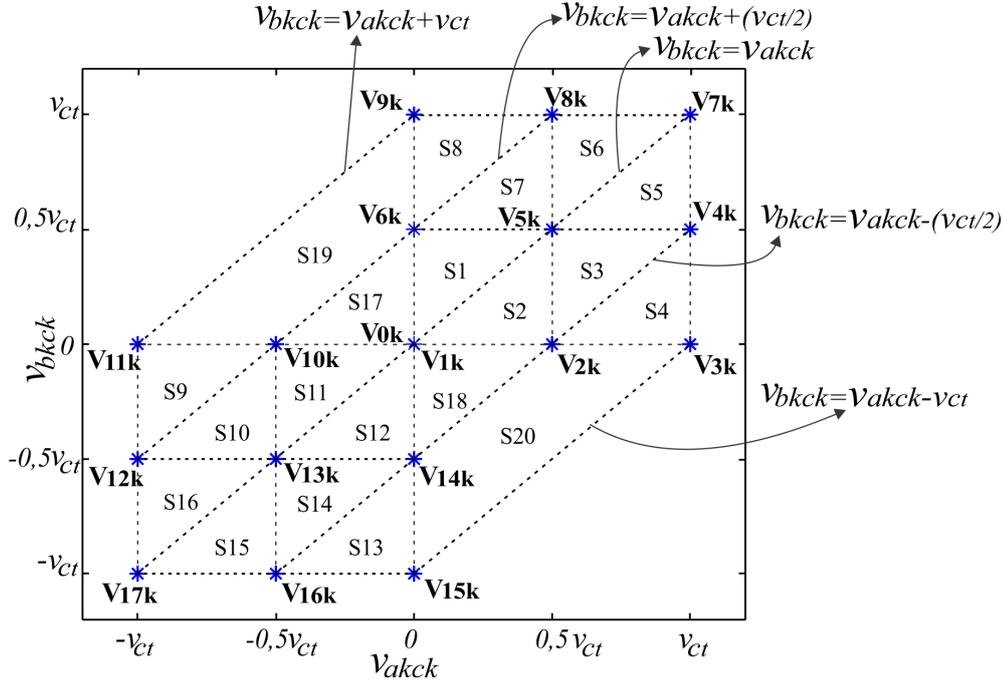
Figura 2.11 – Identificação dos setores com  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ .


Tabela 2.10 – Identificação dos setores.

Testes lógicos						Setor
se	&	se	&	se		
$0 \leq v_{akck}^* < v_{ct}/2$		$0 \leq v_{bkck}^* < v_{ct}/2$		$v_{bkck}^* \geq v_{akck}^*$		S1
$0 \leq v_{akck}^* < v_{ct}/2$		$0 \leq v_{bkck}^* < v_{ct}/2$		$v_{bkck}^* < v_{akck}^*$		S2
$v_{ct}/2 \leq v_{akck}^* \leq v_{ct}$		$0 \leq v_{bkck}^* < v_{ct}/2$		$v_{bkck}^* \geq v_{akck}^* - v_{ct}/2$		S3
$v_{ct}/2 \leq v_{akck}^* \leq v_{ct}$		$0 \leq v_{bkck}^* < v_{ct}/2$		$v_{bkck}^* < v_{akck}^* - v_{ct}/2$		S4
$v_{ct}/2 \leq v_{akck}^* \leq v_{ct}$		$v_{ct}/2 \leq v_{bkck}^* \leq v_{ct}$		$v_{bkck}^* < v_{akck}^*$		S5
$v_{ct}/2 \leq v_{akck}^* \leq v_{ct}$		$v_{ct}/2 \leq v_{bkck}^* \leq v_{ct}$		$v_{bkck}^* \geq v_{akck}^*$		S6
$0 \leq v_{akck}^* < v_{ct}/2$		$v_{ct}/2 \leq v_{bkck}^* \leq v_{ct}$		$v_{bkck}^* < v_{akck}^* + v_{ct}/2$		S7
$0 \leq v_{akck}^* < v_{ct}/2$		$v_{ct}/2 \leq v_{bkck}^* \leq v_{ct}$		$v_{bkck}^* \geq v_{akck}^* + v_{ct}/2$		S8
$-v_{ct} \leq v_{akck}^* < -v_{ct}/2$		$-v_{ct}/2 \leq v_{bkck}^* < 0$		$v_{bkck}^* \geq v_{akck}^* + v_{ct}/2$		S9
$-v_{ct} \leq v_{akck}^* < -v_{ct}/2$		$-v_{ct}/2 \leq v_{bkck}^* < 0$		$v_{bkck}^* < v_{akck}^* + v_{ct}/2$		S10
$-v_{ct}/2 \leq v_{akck}^* < 0$		$-v_{ct}/2 \leq v_{bkck}^* < 0$		$v_{bkck}^* \geq v_{akck}^*$		S11
$-v_{ct}/2 \leq v_{akck}^* < 0$		$-v_{ct}/2 \leq v_{bkck}^* < 0$		$v_{bkck}^* < v_{akck}^*$		S12
$-v_{ct}/2 \leq v_{akck}^* < 0$		$-v_{ct}/2 \leq v_{bkck}^* \leq -v_{ct}$		$v_{bkck}^* < v_{akck}^* - v_{ct}/2$		S13
$-v_{ct}/2 \leq v_{akck}^* < 0$		$-v_{ct}/2 \leq v_{bkck}^* \leq -v_{ct}$		$v_{bkck}^* \geq v_{akck}^* - v_{ct}/2$		S14
$-v_{ct} \leq v_{akck}^* < -v_{ct}/2$		$-v_{ct} \leq v_{bkck}^* < -v_{ct}/2$		$v_{bkck}^* < v_{akck}^*$		S15
$-v_{ct} \leq v_{akck}^* < -v_{ct}/2$		$-v_{ct} \leq v_{bkck}^* < -v_{ct}/2$		$v_{bkck}^* \geq v_{akck}^*$		S16
$-v_{ct}/2 \leq v_{akck}^* < 0$		$0 \leq v_{bkck}^* < v_{ct}/2$		$v_{bkck}^* < v_{akck}^* + v_{ct}/2$		S17
$0 \leq v_{akck}^* < v_{ct}/2$		$-v_{ct}/2 \leq v_{bkck}^* < 0$		$v_{bkck}^* \geq v_{akck}^* - v_{ct}/2$		S18
$-v_{ct} \leq v_{akck}^* < 0$		$0 < v_{bkck}^* \leq v_{ct}$		Setor $\neq$ S17		S19
$0 < v_{akck}^* \leq v_{ct}$		$-v_{ct} \leq v_{bkck}^* < 0$		Setor $\neq$ S18		S20

Como exemplo, mostra-se na Figura 2.12 a explanação da técnica utilizada. Diferentemente da técnica LS-PWM convencional, onde se faz a comparação de portadoras com uma única tensão de referência, na técnica aplicada nesta tese, a comparação das portadoras é feita com duas tensões de referência ( $v_{akck}^*$  e  $v_{bkck}^*$ ), simultaneamente.

Como primeira observação, é preciso levar em consideração que no setor 1,  $v_{akck}^* < v_{bkck}^*$  e no setor 2,  $v_{akck}^* \geq v_{bkck}^*$ .

O setor 1 é formado pelos vetores  $\mathbf{v}_{0k}$ ,  $\mathbf{v}_{1k}$ ,  $\mathbf{v}_{5k}$  e  $\mathbf{v}_{6k}$ . Analisando-se primeiro o eixo  $v_{akck}$ , verifica-se, que as componentes dos vetores  $\mathbf{v}_{0k}$ ,  $\mathbf{v}_{1k}$  e  $\mathbf{v}_{6k}$  neste eixo, são 0. O vetor  $\mathbf{v}_{5k}$ , por sua vez, tem componente  $v_{akck} = 0,5v_{ct}$ . A comparação entre a tensão de referência,  $v_{akck}^*$  e a portadora  $v_{t3}$  é feita conforme mostrado na Tabela 2.11: se  $v_{akck}^* < v_{t3}$  existem três chances de escolha de vetores:  $\mathbf{v}_{0k}$ ,  $\mathbf{v}_{1k}$  ou  $\mathbf{v}_{6k}$ . Caso  $v_{akck}^* \geq v_{t3}$ , a única escolha possível é  $\mathbf{v}_{5k}$ .

Analisando-se o eixo  $v_{bkck}$ , verifica-se que as componentes dos vetores  $\mathbf{v}_{0k}$  e  $\mathbf{v}_{1k}$ , são 0. Os vetores  $\mathbf{v}_{5k}$  e  $\mathbf{v}_{6k}$  têm componente  $v_{bkck} = 0,5v_{ct}$ . A comparação, neste caso, entre a tensão referência,  $v_{bkck}^*$  e a portadora  $v_{t3}$  será feita do seguinte modo: se  $v_{bkck}^* < v_{t3}$ , existem dois vetores com chance de serem escolhidos:  $\mathbf{v}_{0k}$  ou  $\mathbf{v}_{1k}$ . Caso  $v_{bkck}^* \geq v_{t3}$ , escolhe-se  $\mathbf{v}_{5k}$  ou  $\mathbf{v}_{6k}$ .

Na Tabela 2.12 são mostradas as interseções entre as soluções nos dois eixos. Se  $v_{akck}^* < v_{t3}$  e se  $v_{bkck}^* < v_{t3}$  a chance de escolha fica entre  $\mathbf{v}_{0k}$  e  $\mathbf{v}_{1k}$ . Caso  $v_{akck}^* < v_{t3}$  e se  $v_{bkck}^* \geq v_{t3}$ , a única chance de escolha é  $\mathbf{v}_{6k}$ . Para  $v_{akck}^* \geq v_{t3}$  e se  $v_{bkck}^* \geq v_{t3}$ , a única chance de escolha é  $\mathbf{v}_{5k}$ . A mesma metodologia de análise pode ser feita para os demais setores, mostrados nas Figuras 2.13, 2.14, 2.15, 2.16 e 2.17.

Tabela 2.11 – Técnica LS-PWM - Setor 1

Comparação	Escolhas possíveis		
se $v_{akck}^* < v_{t3}$	$\mathbf{v}_{0k}$	$\mathbf{v}_{1k}$	$\mathbf{v}_{6k}$
se $v_{akck}^* \geq v_{t3}$	$\mathbf{v}_{5k}$		
se $v_{bkck}^* < v_{t3}$	$\mathbf{v}_{0k}$	$\mathbf{v}_{1k}$	
se $v_{bkck}^* \geq v_{t3}$	$\mathbf{v}_{5k}$ $\mathbf{v}_{6k}$		

Tabela 2.12 – Escolha dos vetores

Teste de interseção	Escolhas possíveis		Vetor escolhido
se $v_{akck}^* < v_{t3}$ e $v_{bkck}^* < v_{t3}$	$\mathbf{v}_{0k}$	$\mathbf{v}_{1k}$	$\mathbf{v}_{0k}$
se $v_{akck}^* < v_{t3}$ e $v_{bkck}^* \geq v_{t3}$	$\mathbf{v}_{6k}$		$\mathbf{v}_{6k}$
se $v_{akck}^* \geq v_{t3}$ e $v_{bkck}^* \geq v_{t3}$	$\mathbf{v}_{5k}$		$\mathbf{v}_{5k}$

Figura 2.12 – Técnica LS-PWM para os setores 1 e 2.

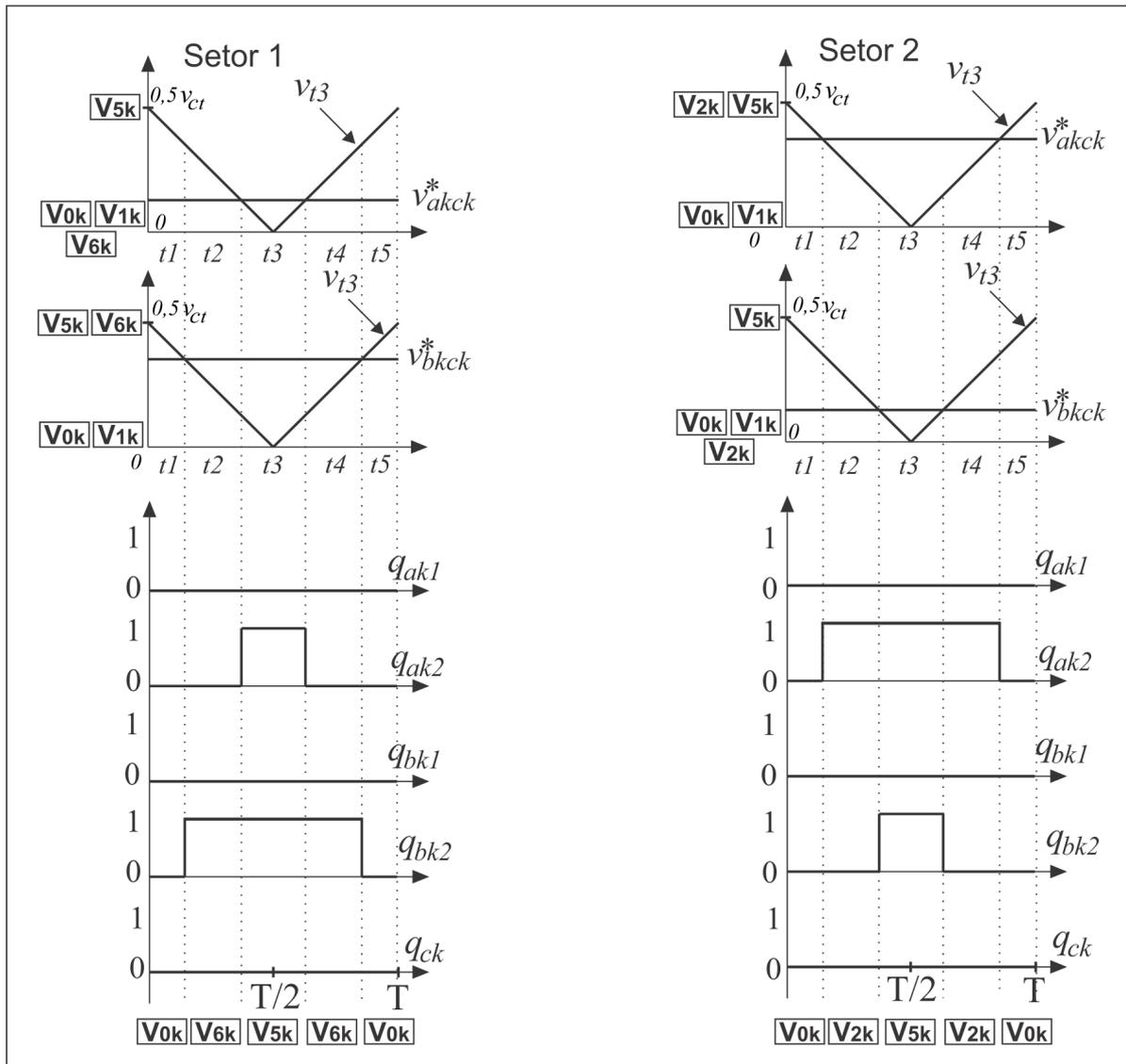
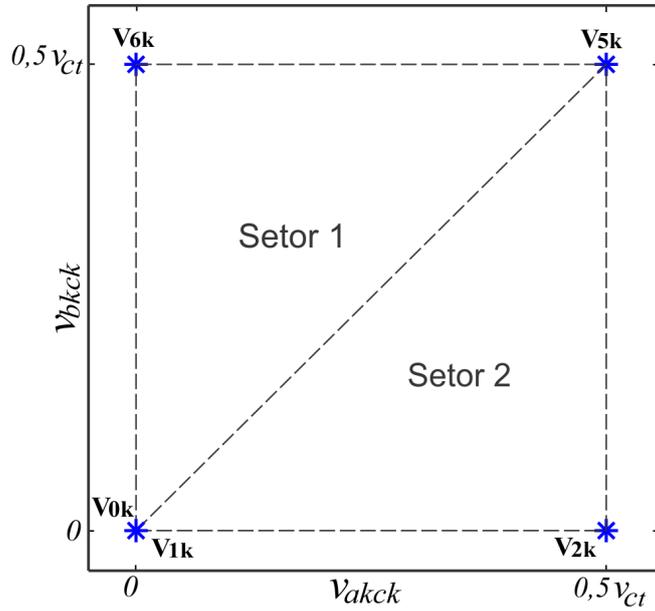


Figura 2.13 – Técnica LS-PWM aplicada para S1-S4, com  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ .

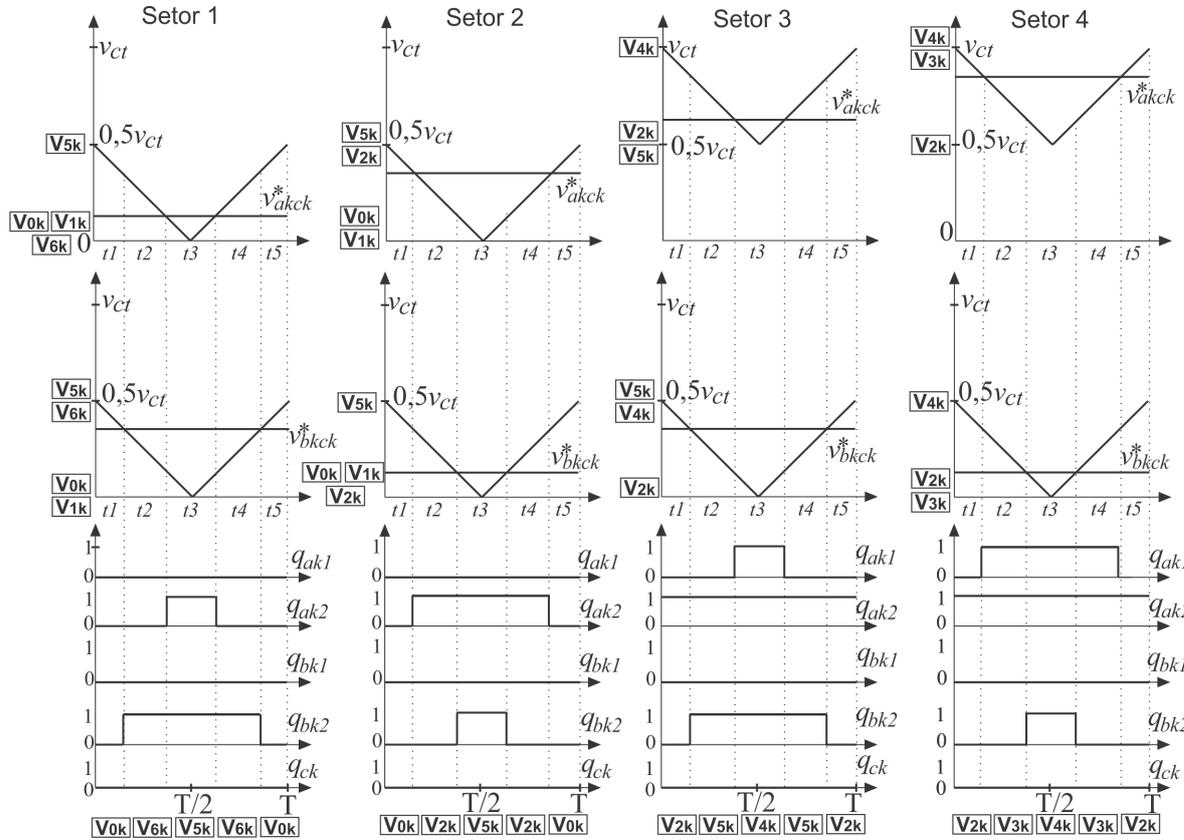


Figura 2.14 – Técnica LS-PWM aplicada para S4-S8, com  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ .

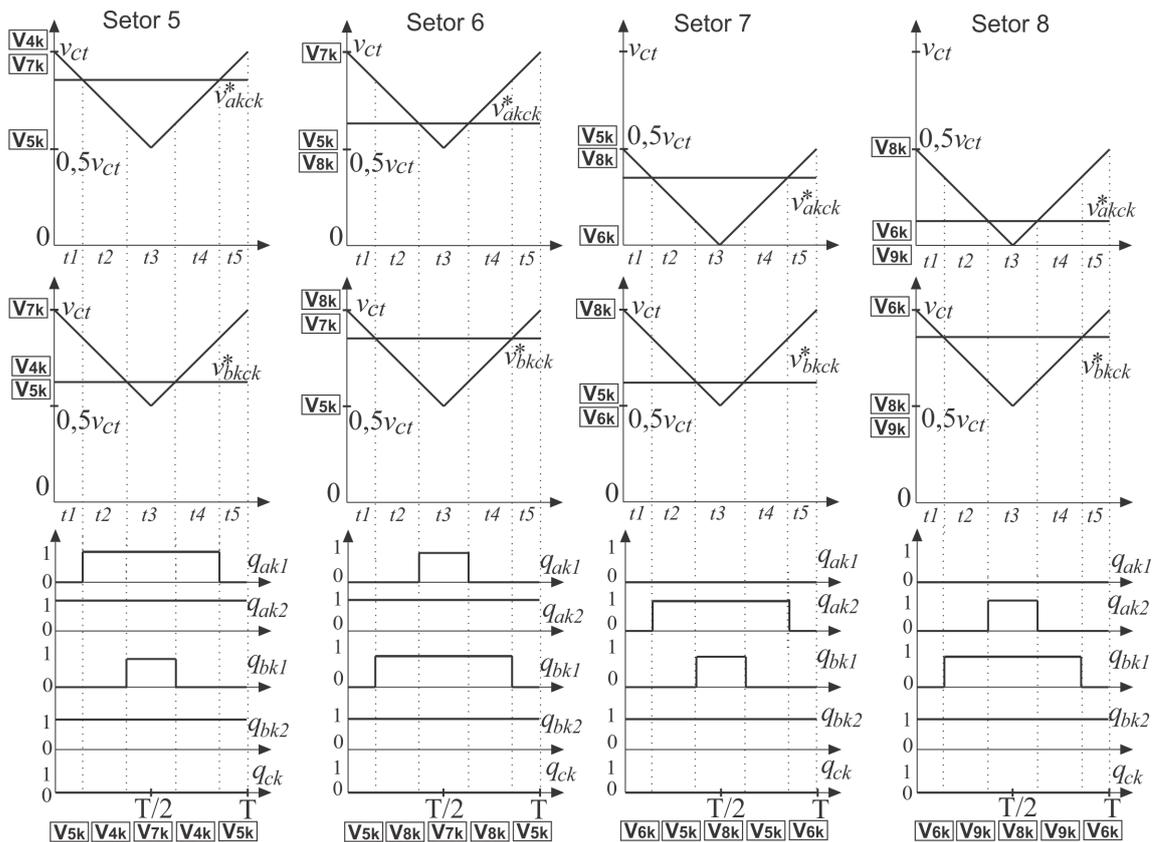


Figura 2.15 – Técnica LS-PWM aplicada para S9-S12, com  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ .

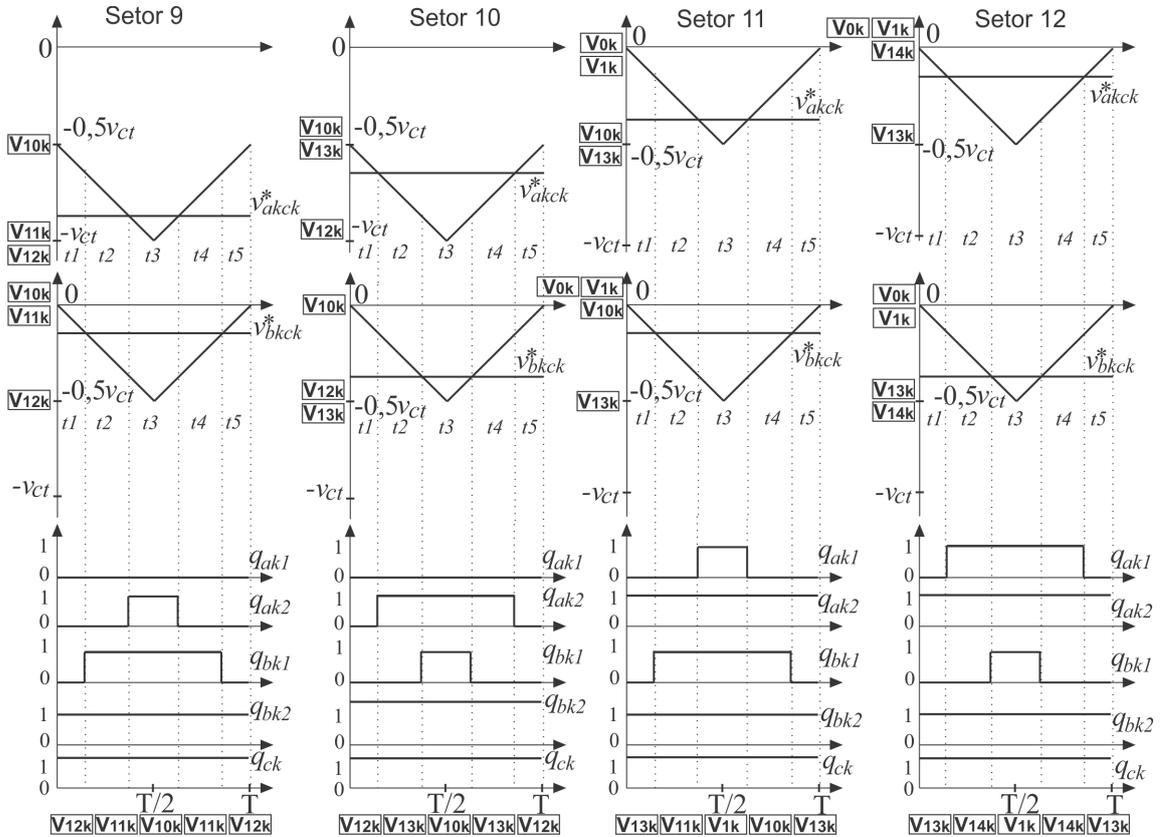


Figura 2.16 – Técnica LS-PWM aplicada para S13-S16, com  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ .

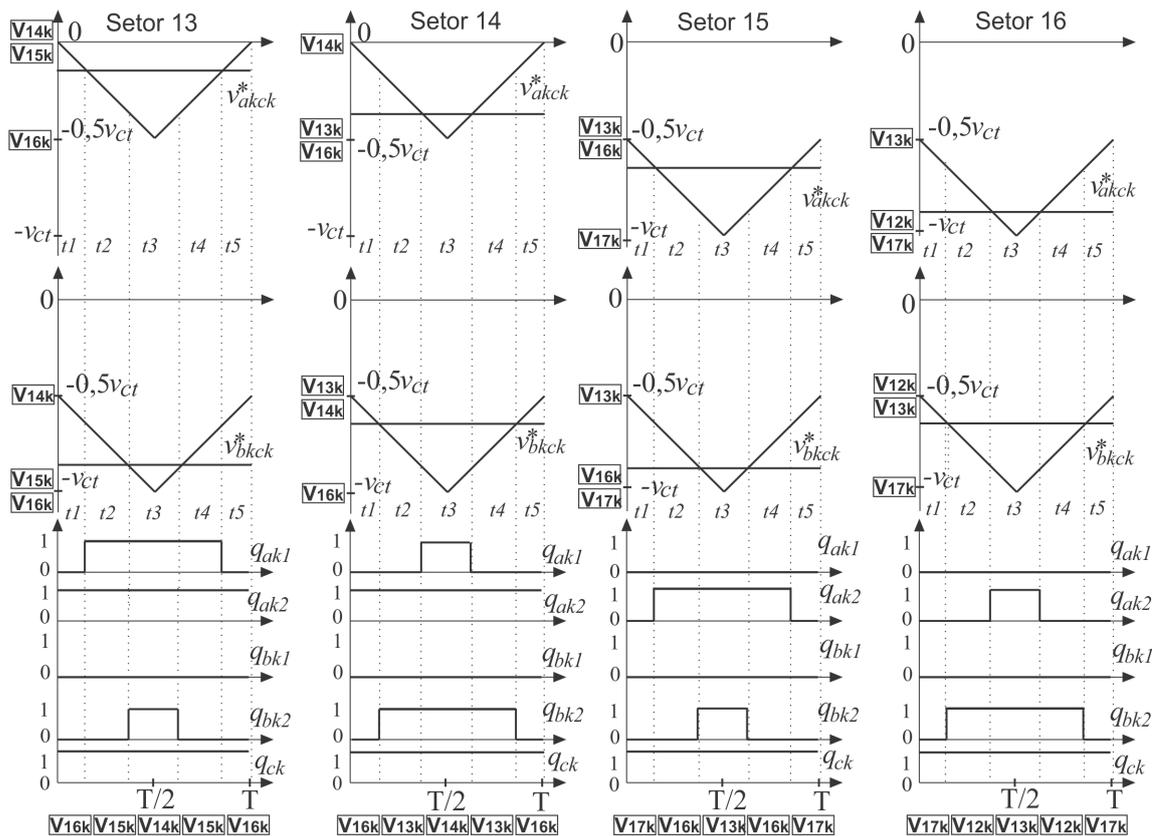
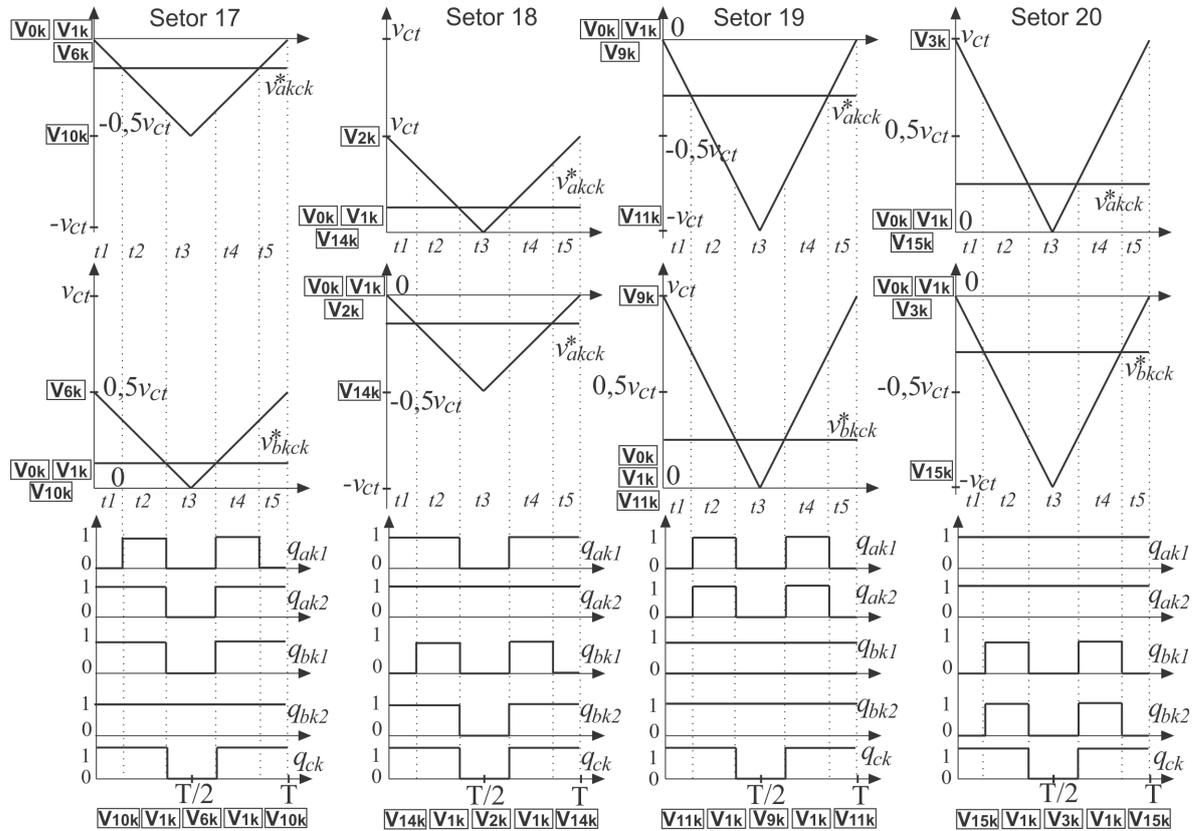


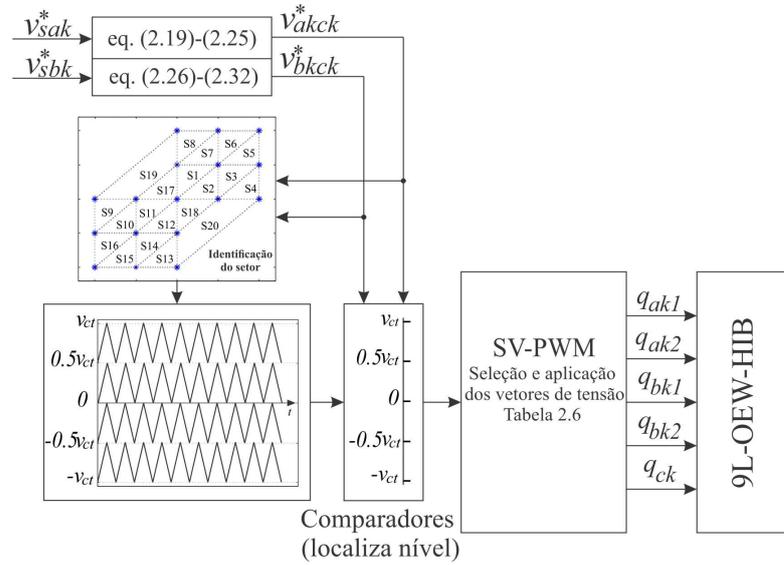
Figura 2.17 – Técnica LS-PWM aplicada para S17-S20, com  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ .



O diagrama de blocos mostrado na Figura 2.18 mostra o procedimento de obtenção de equivalência entre as duas técnicas de modulação. As tensões de referência  $v_{akck}^*$  e  $v_{bkck}^*$  são determinadas pelas tensões de referência da máquina  $v_{sak}^*$  e  $v_{sbk}^*$ , usando (2.22)-(2.24) e (2.29)-(2.31). A identificação do setor no qual cada vetor de referência  $\mathbf{v}_{nk}^*$  localiza-se é feita conhecendo-se as tensões  $v_{akck}^*$  e  $v_{bkck}^*$ . Após a identificação do setor, uma portadora é selecionada para ser comparada com  $v_{akck}^*$  e outra para se comparada com  $v_{bkck}^*$ . As comparações definem os vetores que podem ser usados para gerar  $v_{akck}^*$  e  $v_{bkck}^*$ . O algoritmo da modulação LS-PWM identifica os vetores que geram  $v_{akck}^*$  e  $v_{bkck}^*$  simultaneamente, conforme já mostrado nas Figuras 2.13, 2.14, 2.15, 2.16 e 2.17 .

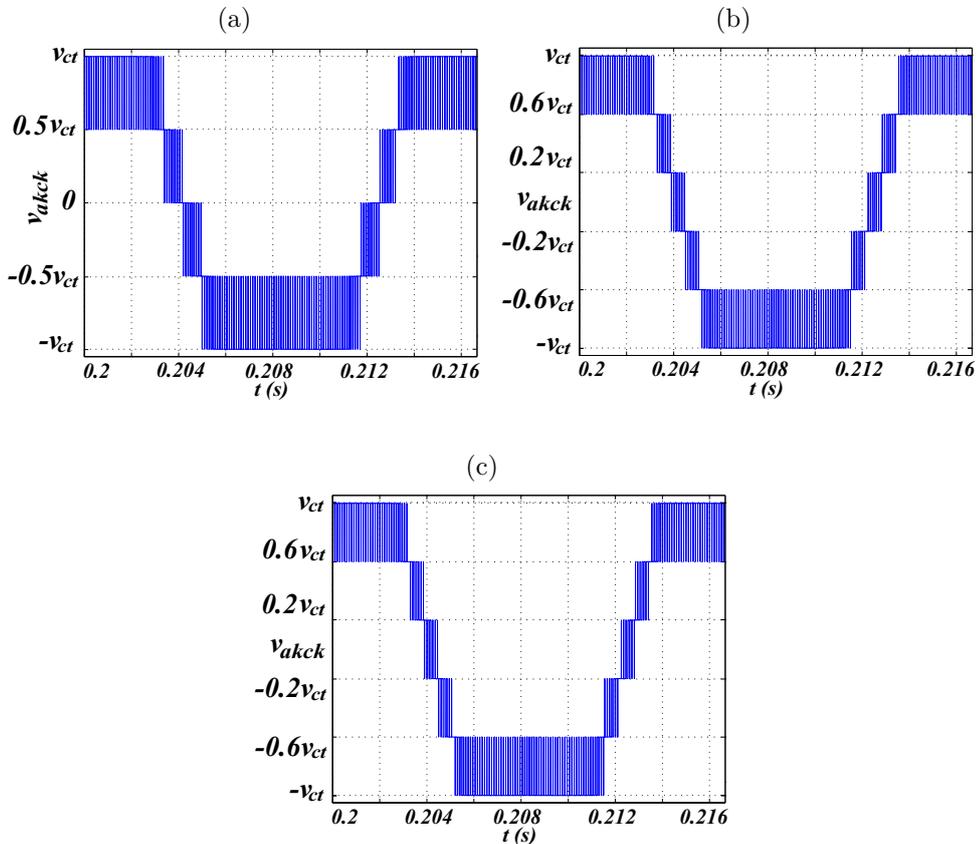
Na Figura 2.19 mostra-se o resultado da geração das tensões  $v_{akck}$  considerando-se as relações de tensões de barramentos  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ ,  $v_{ca} = v_{cb} = (2/3)v_{cc}$  e  $v_{ca} = v_{cb} = 4v_{cc}$ . As tensões  $v_{bkck}$  não são apresentadas na figura porque são idênticas às tensões  $v_{akck}$ . Conforme esperado,  $v_{akck}$  e  $v_{bkck}$  apresentam cinco níveis de tensões igualmente espaçados na configuração  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$  e seis níveis nas configurações  $v_{ca} = v_{cb} = (2/3)v_{cc}$  e  $v_{ca} = v_{cb} = 4v_{cc}$ .

Figura 2.18 – Implementação da modulação LS-PMW.



Fonte: Próprio autor

Figura 2.19 – Resultados de simulação da topologia INV-OEW-HIB. (a) Tensão  $v_{akck}$  para  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ . (b) Tensão  $v_{akck}$  para  $v_{ca} = v_{cb} = (2/3)v_{cc}$ . (c) Tensão  $v_{akck}$  para  $v_{ca} = v_{cb} = 4v_{cc}$ .



Fonte: Próprio autor

## 2.2.6 Balanceamento das Tensões dos Barramentos CC

A estratégia utilizada para regular as tensões dos barramentos CC das topologia estudadas baseia-se na análise das correntes que fluem através destes barramentos, em função dos estados das chaves de potência. Na Figura 2.20, mostra-se o diagrama vetorial da configuração com  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ , com destaque para os estados de carga dos capacitores dos barramentos 'A' e 'B', para correntes  $i_{ck}$  positivas e negativas. Considera-se o sentido positivo da corrente  $i_{ck}$ , o apresentado na Figura 2.1.

Nos diagramas apresentados, os retângulos destacados com sinalização '-', '0' e '+' indicam os estados de carga dos capacitores  $C_{a1}$ ,  $C_{a2}$ ,  $C_{b1}$  e  $C_{b2}$  dos barramentos 'A' e 'B'. O sinal '-', indica que o capacitor está sendo descarregado, o sinal '+' indica que este está sendo carregado e '0' indica que o mesmo mantém a presente carga.

Análise semelhante é realizada para as configurações com  $v_{ca} = v_{cb} = (2/3)v_{cc}$  e  $v_{ca} = v_{cb} = 4v_{cc}$ . Na Figura 2.21 mostra-se os estados de carga e descarga dos barramentos da configuração  $v_{ca} = v_{cb} = (2/3)v_{cc}$ .

## 2.2.7 Resultados de Simulações

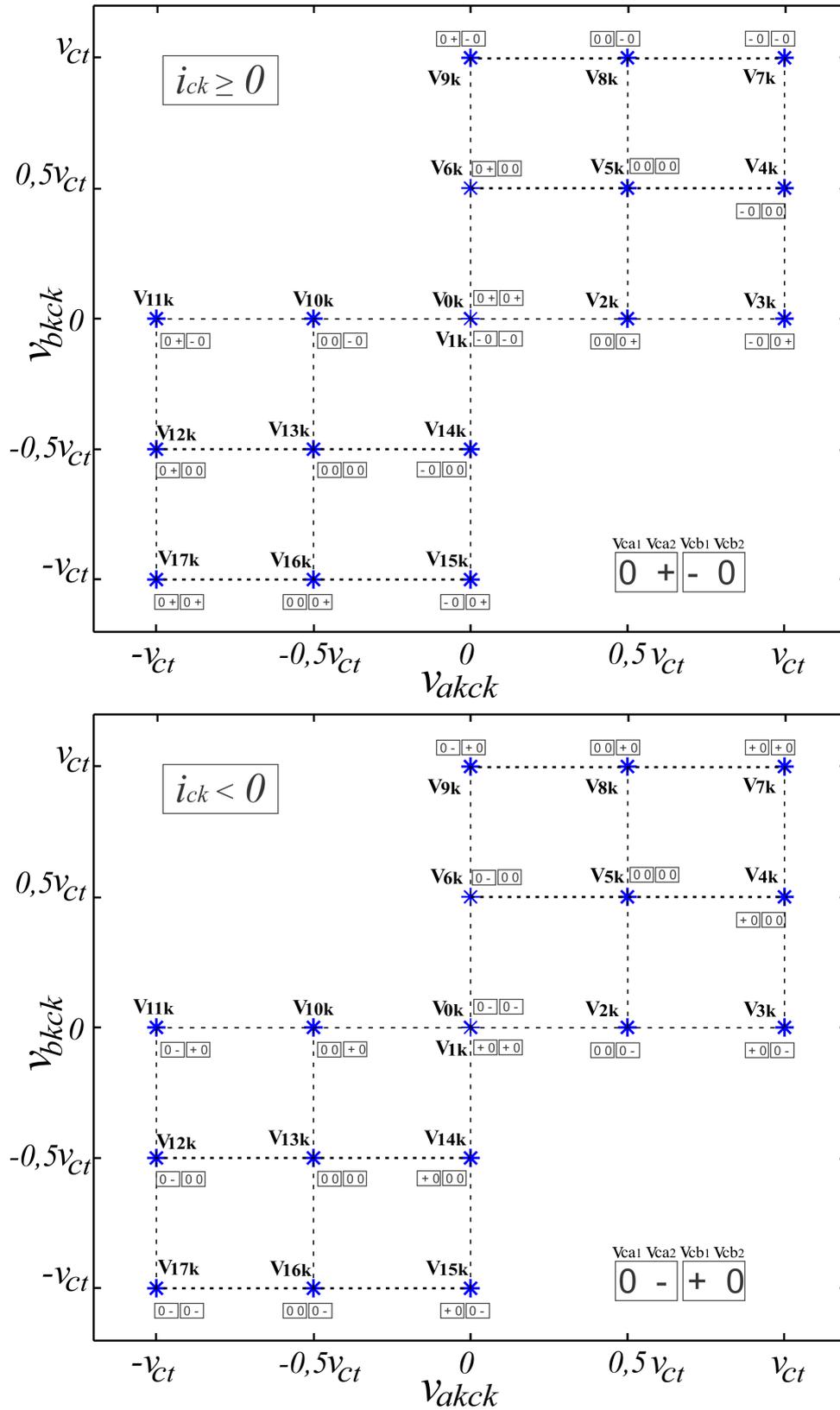
Nesta subseção são apresentados alguns resultados obtidos no estudo da topologia INV-OEW-HIB. As simulações foram realizadas com o programa Matlab, utilizando as técnicas de modulação apresentadas na subseção 2.2.5. Alguns resultados experimentais foram obtidos para validação dos estudos realizados.

### 2.2.7.1 Simulações para MIH com $\alpha = 0^\circ$

Na Figura 2.22 mostra-se as tensões de fase geradas para uma MIH com  $\alpha = 0^\circ$ , considerando-se as relações de tensões de barramentos  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ ,  $v_{ca} = v_{cb} = (2/3)v_{cc}$  e  $v_{ca} = v_{cb} = 4v_{cc}$ . Observa-se que com a estratégia de modulação aplicada é possível gerar tensões de fase com 17 níveis para a configuração com  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$  e tensões de fase com 21 níveis para as configurações com  $v_{ca} = v_{cb} = (2/3)v_{cc}$  e  $v_{ca} = v_{cb} = 4v_{cc}$ .

Todas as simulações foram realizadas para a topologia funcionando com amplitude da tensão fundamental do estator da MIH  $V_{sak} = V_{sbk} = 220\sqrt{2}V$ , frequência de amostragem  $f_{am}=10\text{kHz}$ . A MIH utilizada tem os seguintes parâmetros: indutância estatórica  $l_s=0,61\text{mH}$ , indutância rotórica  $l_r=0,61\text{mH}$ , resistência estatórica  $r_r=3,0\Omega$ , resistência rotórica  $r_r=2,98\Omega$  e indutância mútua estator-rotor  $l_m=0,59\text{mH}$ .

Figura 2.20 – Estados de cargas dos barramentos 'A' e 'B' para  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ .



Fonte: Próprio autor

Na Figura 2.23, mostra-se os resultados obtidos para a fase  $a_1$ . Na Figura 2.23a, mostra-se tensão de fase  $v_{sa1}$ , com 17 níveis e na Figura 2.23b, mostra-se que a tensão de fase de referência é seguida corretamente pela tensão de fase gerada.

As correntes de fase dos grupos  $a$  e  $b$ , assim como as correntes dos braços compartilhados do conversor 'C', para o sistema operando com  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ , são mostrados na Figura 2.24.

### 2.2.7.2 Simulações para MIH com $\alpha = 30^\circ$ e $\alpha = 60^\circ$

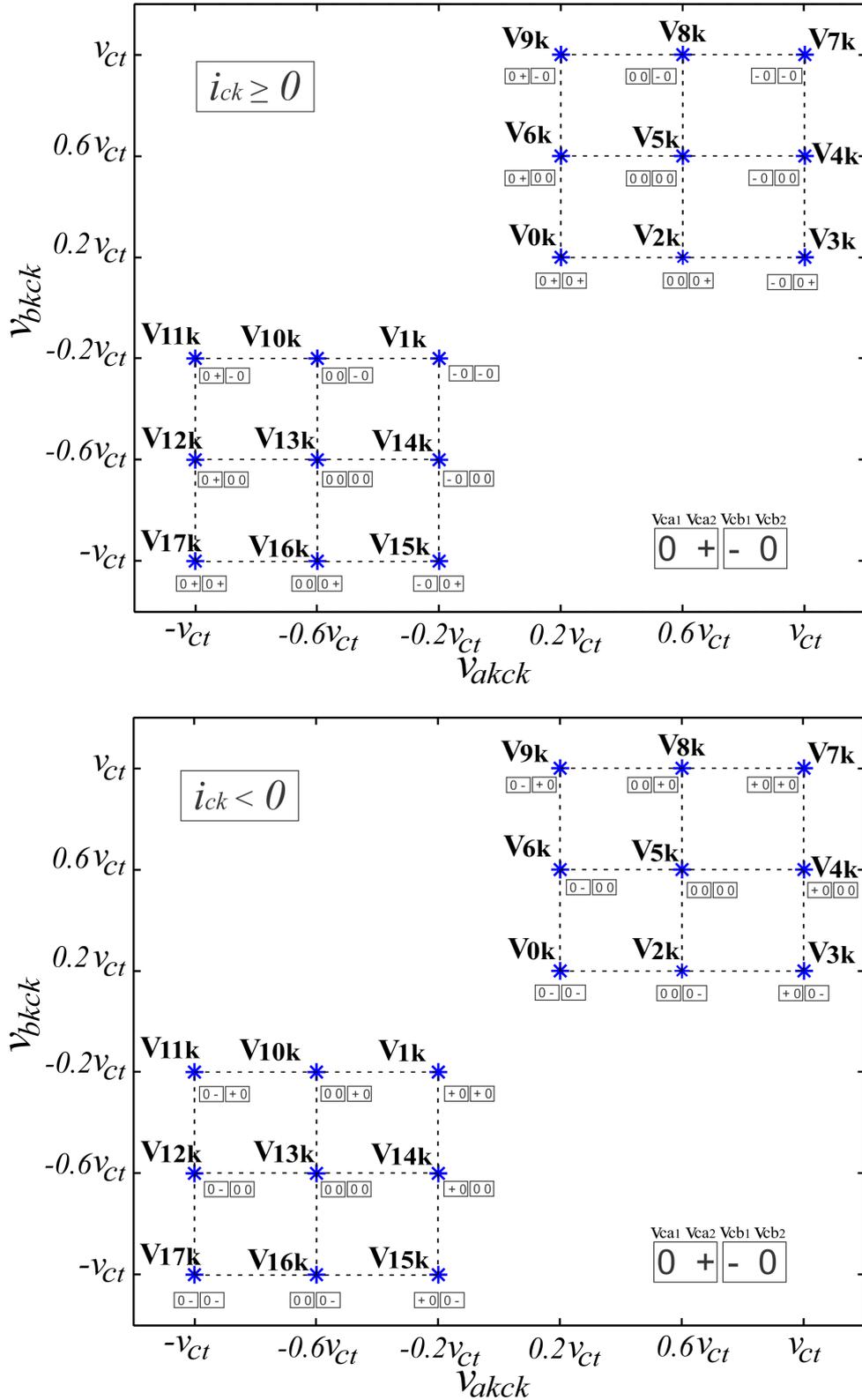
Na operação com tensões de barramentos iguais e com uma MIH com  $\alpha = 30^\circ$  e  $\alpha = 60^\circ$ , constata-se que a topologia INV-OEW-HIB gera tensões chaveadas com níveis irregulares, devido aos saltos de níveis que ocorrem quando o vetor tensão de referência ( $\mathbf{v}_{\mathbf{nk}}^* = v_{akck}^* + jv_{bkck}^*$ ) localiza-se no setor 'S19' no segundo quadrante ou no setor 'S20' no quarto quadrante dos planos vetoriais  $v_{akck} \times v_{bkck}$  [vide Figura 2.3]. Nestas operações, ocorrem chaveamentos entre mais de dois níveis e, portanto, há comprometimento da distorção harmônica de tensão e corrente geradas. Para que o sistema opere sem a tensão de referência passar pelos setores 'S19' e 'S20', é preciso baixar o índice de modulação, conforme mostrado nesta subseção.

Conforme observa-se na Figura 2.25a, a tensão de fase gerada pela topologia para  $\alpha = 30^\circ$  apresenta saltos de níveis na passagem da tensão de referência pelos setores 'S19' e 'S20'. Na Figura 2.25b, mostra-se as correntes de fase da MIH.

Na Figura 2.26 mostra-se a tensão de fase e as correntes geradas pela topologia para  $\alpha = 30^\circ$ , com  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$  aumentando-se a tensão dos barramentos em cerca de 20%, para que as regiões de saltos de níveis sejam evitadas.

Na Figura 2.26 mostra-se a tensão de fase e as correntes geradas pela topologia para  $\alpha = 60^\circ$ , com  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$  aumentando-se a tensão dos barramentos em cerca de 20%. Observa-se que mesmo com o incremento da tensão dos barramentos, as regiões de salto de níveis não são evitadas para a MIH de  $\alpha = 60^\circ$ .

Figura 2.21 – Estados de cargas dos barramentos 'A' e 'B' para  $v_{ca} = v_{cb} = (2/3)v_{cc}$ .



Fonte: Próprio autor

Figura 2.22 – Resultados de simulação da topologia INV-OEW-HIB para MIH com  $\alpha = 0^\circ$ . (a) Tensão de fase  $v_{sak}$  para  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ . (b) Tensão de fase  $v_{sak}$  para  $v_{ca} = v_{cb} = (2/3)v_{cc}$ . (c) Tensão de fase  $v_{sak}$  para  $v_{ca} = v_{cb} = 4v_{cc}$ .

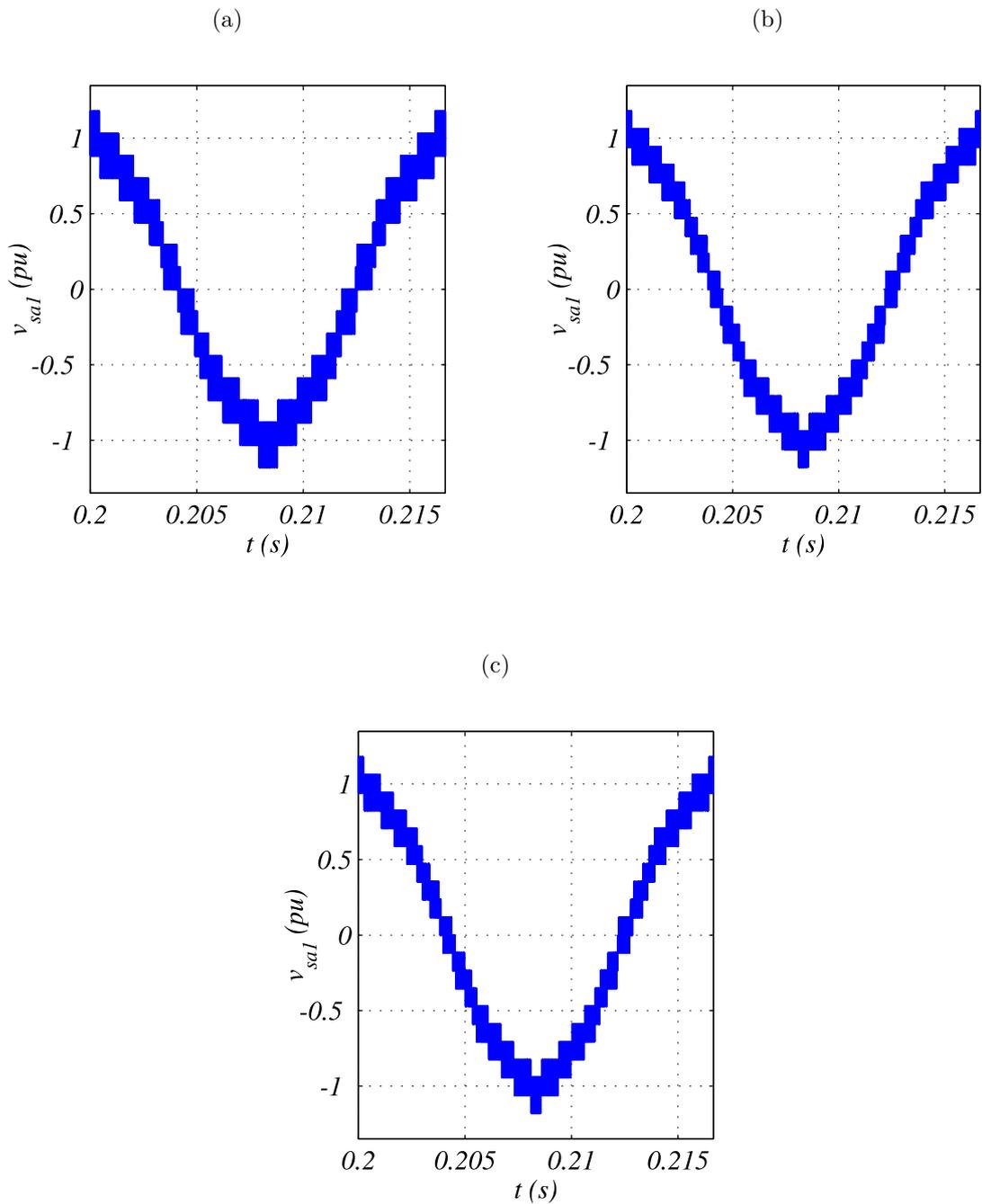
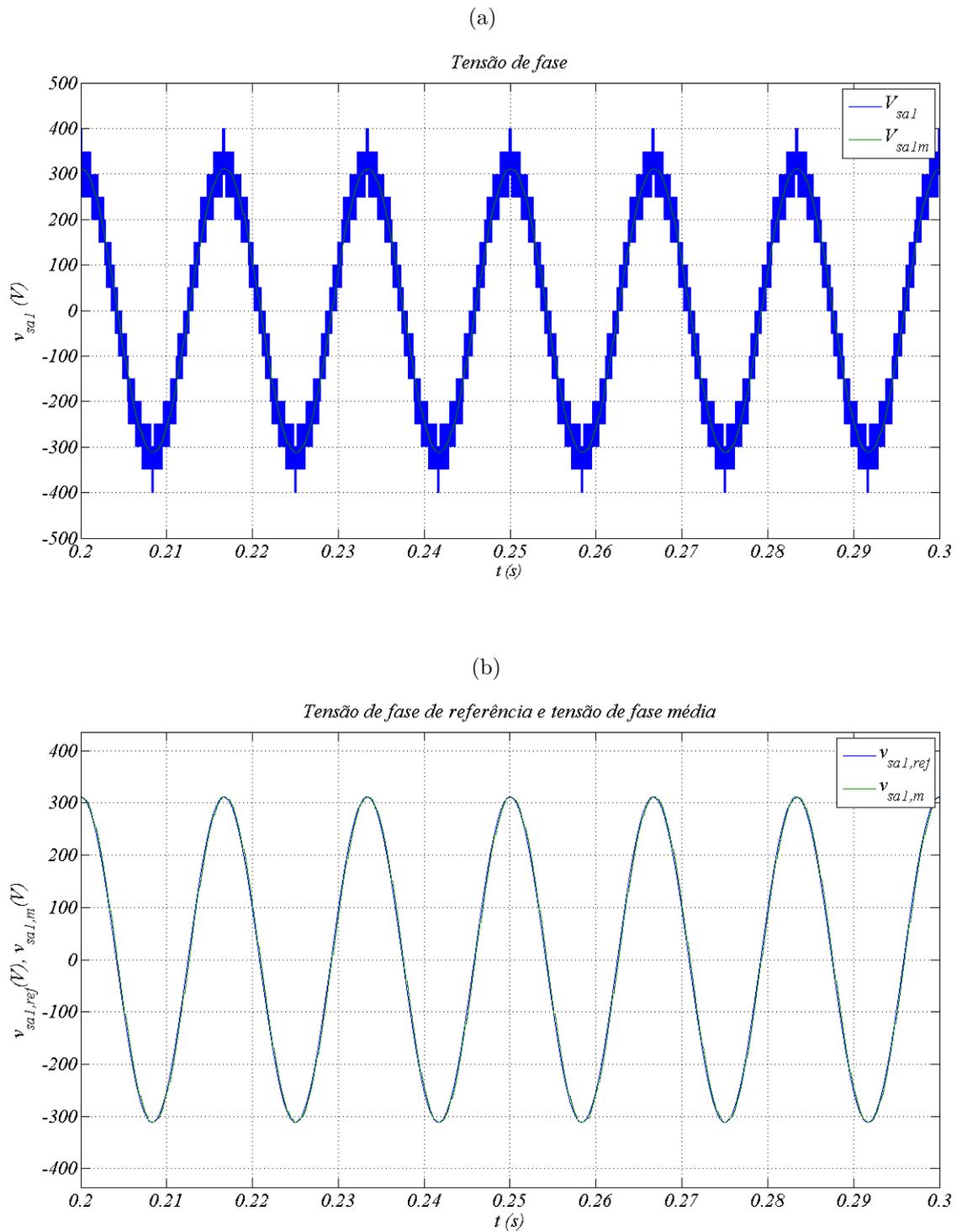
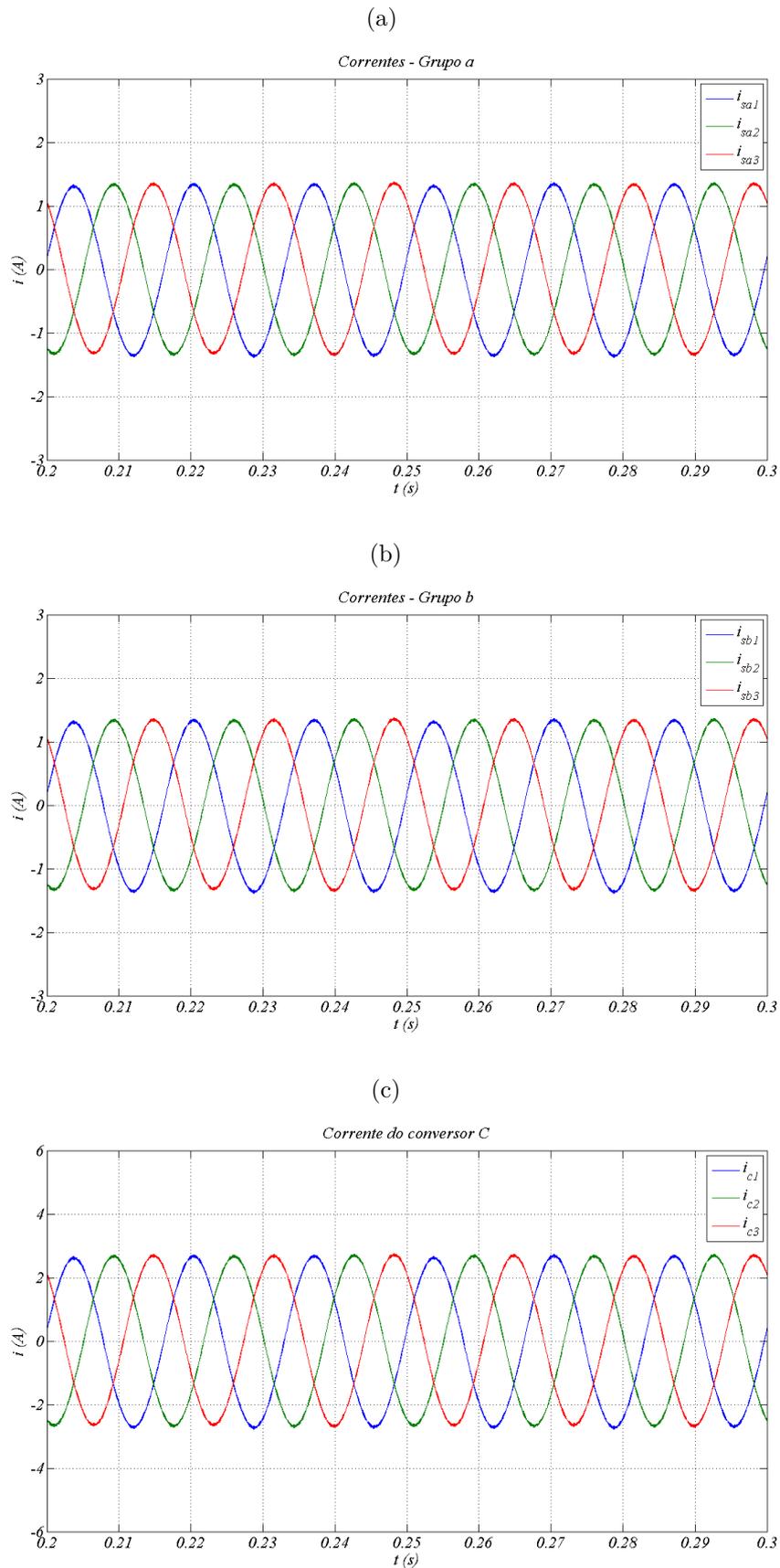


Figura 2.23 – Resultados de simulação da topologia INV-OEW-HIB para MIH com  $\alpha = 0^\circ$  e  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ . (a) Tensão de fase  $v_{sak}$ . (b) Tensão de fase média  $v_{sa1,m}$  e tensão de referência  $v_{sa1,ref}$



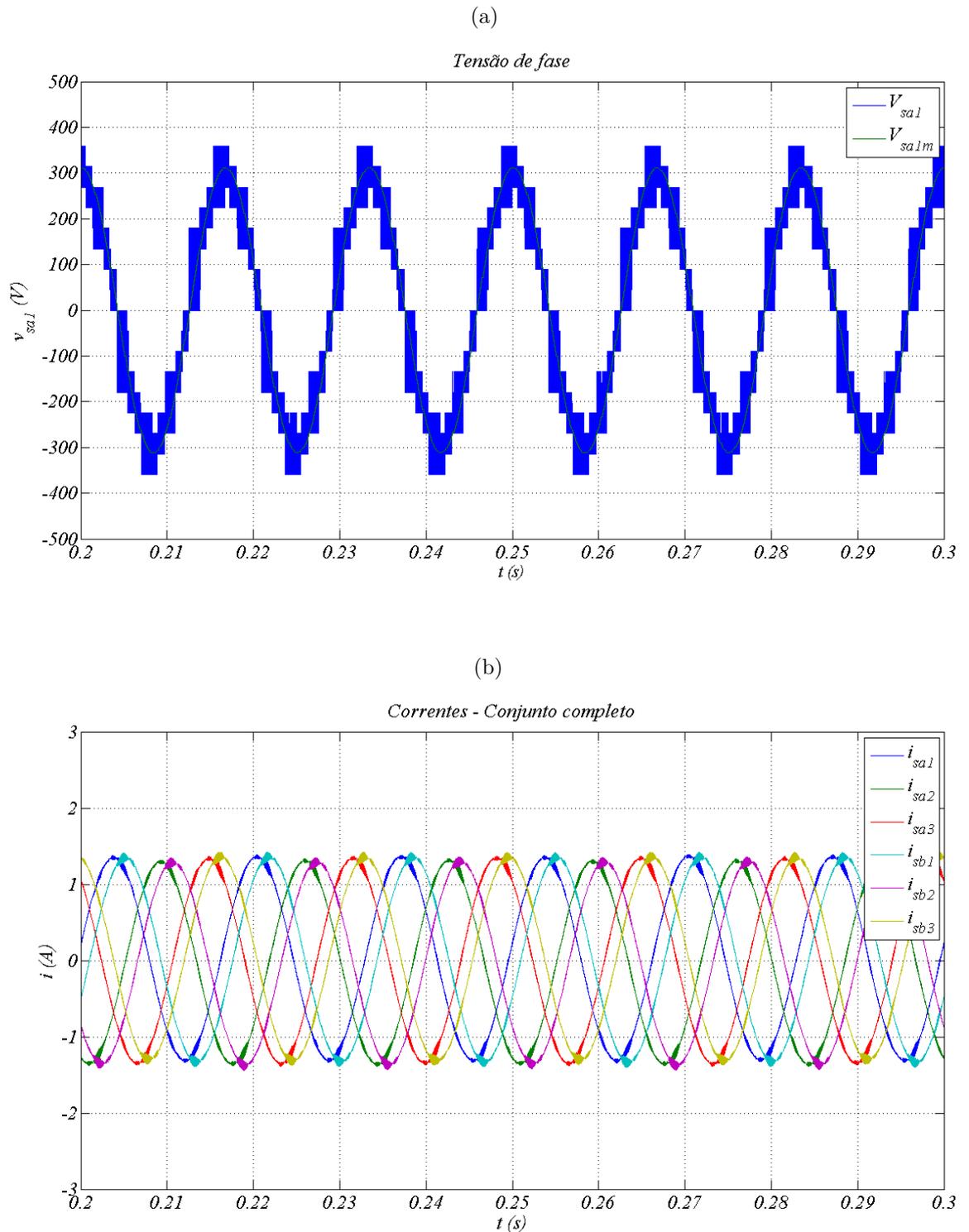
Fonte: Próprio autor

Figura 2.24 – Resultados de simulação da topologia INV-OEW-HIB para MIH com  $\alpha = 0^\circ$  e  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ . (a) Correntes do conversor 'C'. (b) Correntes do grupo 'a'. (c) Correntes do grupo 'b'



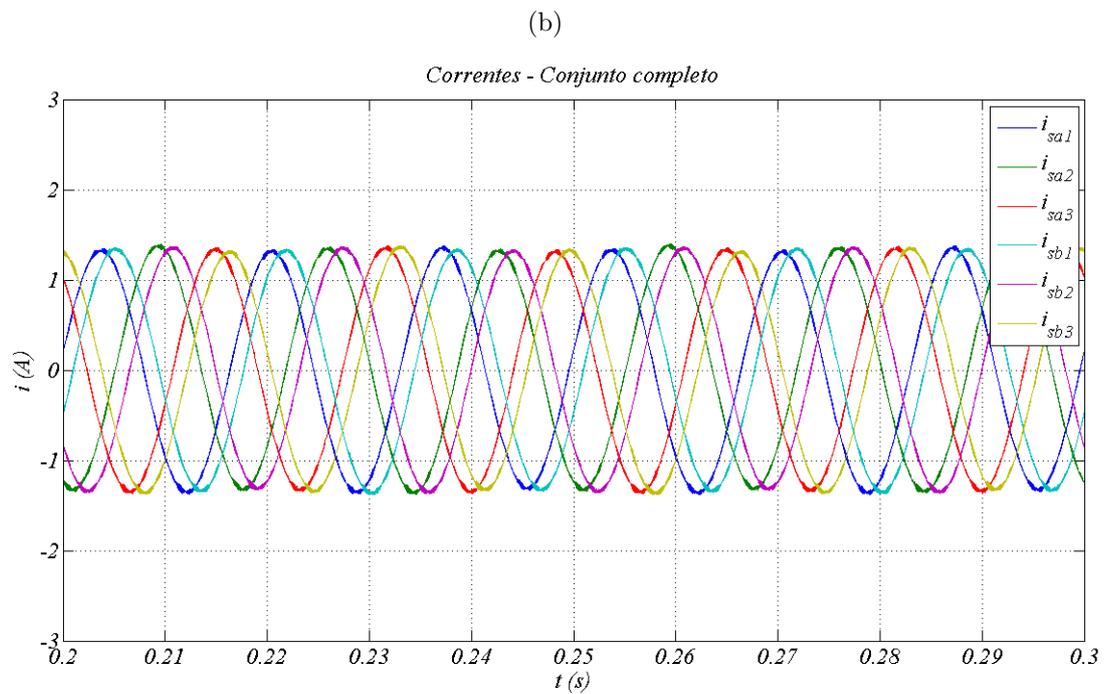
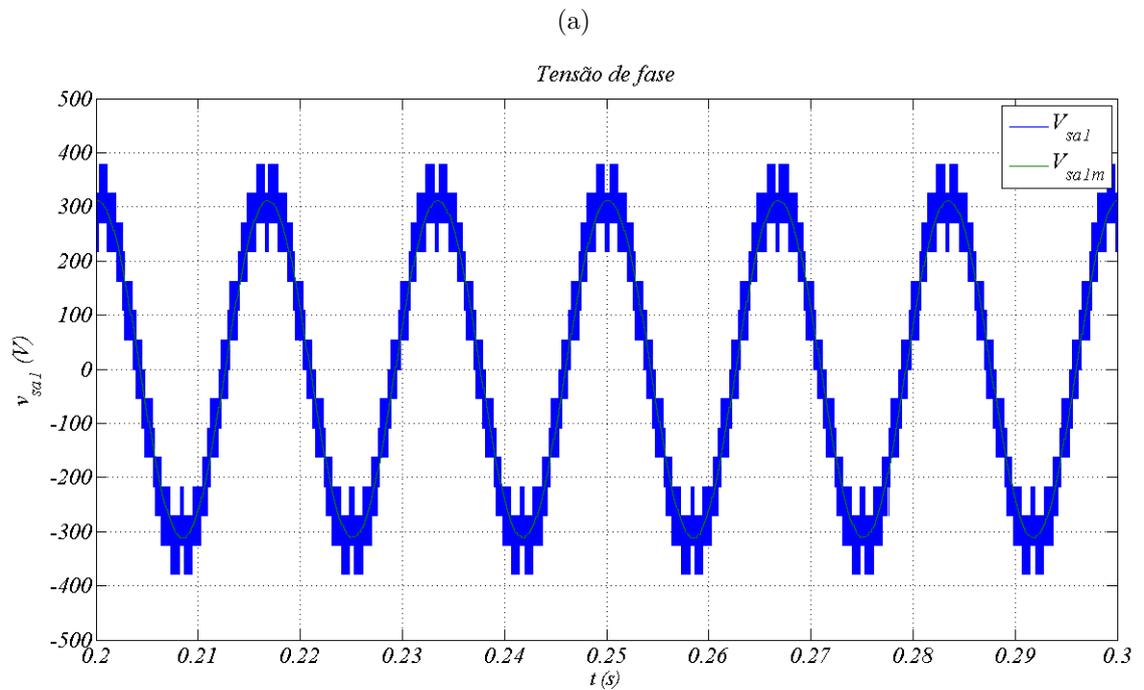
Fonte: Próprio autor

Figura 2.25 – Resultados de simulação da topologia INV-OEW-HIB para MIH com  $\alpha = 30^\circ$ ,  $m = 1.154$  e  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ . (a) Tensão de fase  $v_{sa1}$  e tensão de fase média  $v_{sa1m}$ . (b) Correntes de fase da MIH



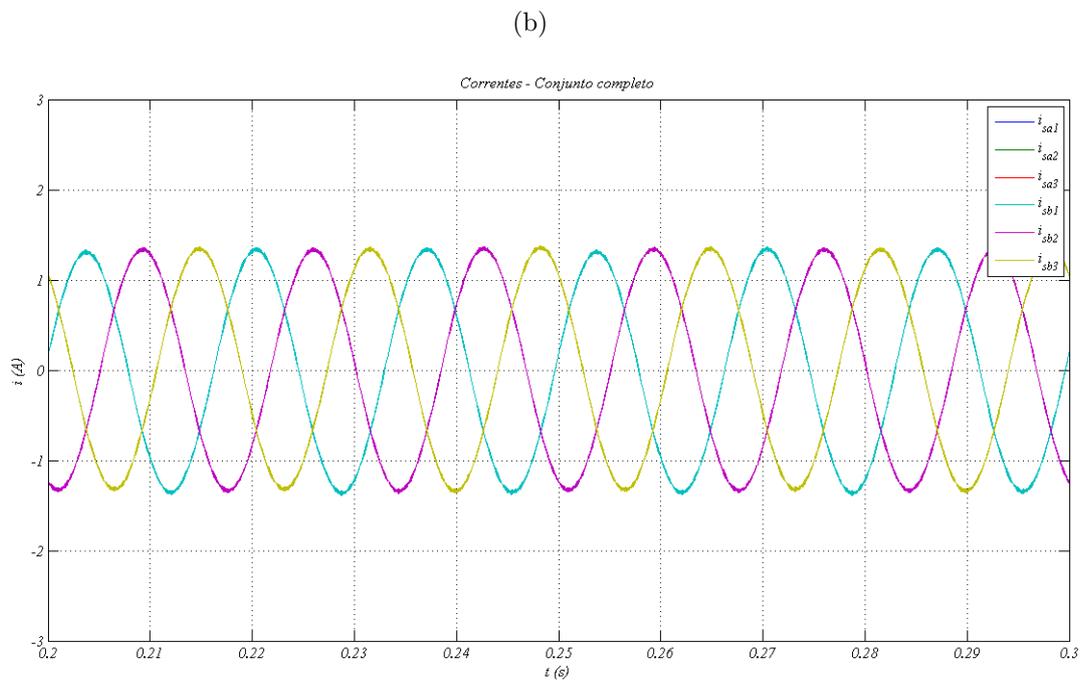
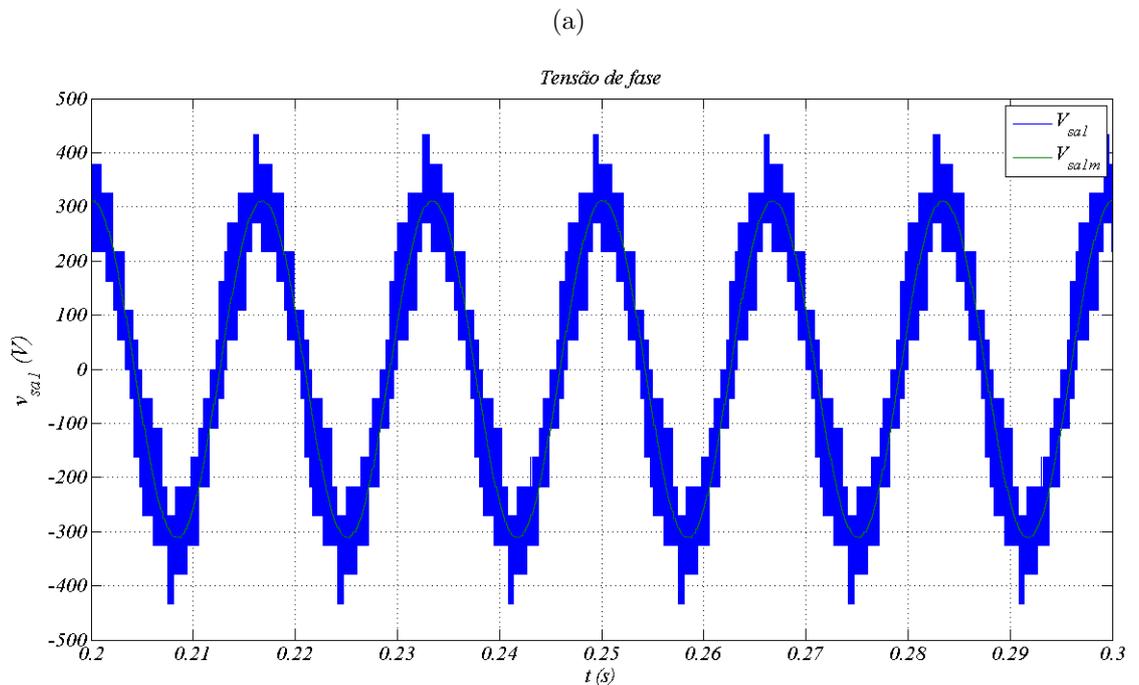
Fonte: Próprio autor

Figura 2.26 – Resultados de simulação da topologia INV-OEW-HIB para MIH com  $\alpha = 30^\circ$ ,  $m=0,96$  e  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ . (a) Tensão de fase  $V_{sa1}$  e tensão de fase média  $V_{sa1m}$ . (b) Correntes de fase da MIH



Fonte: Próprio autor

Figura 2.27 – Resultados de simulação da topologia INV-OEW-HIB para MIH com  $\alpha = 60^\circ$ ,  $m=0.96$  e  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ . (a) Tensão de fase  $V_{sa1}$  e tensão de fase média  $V_{sa1m}$ . (b) Correntes de fase da MIH



Fonte: Próprio autor

### 2.2.8 Tensão de Modo Comum

A tensão de modo comum, gerada em função de algumas estratégias de modulação PWM representa um sério problema nos sistemas de acionamento de motores. Falhas prematuras de rolamentos dos mancais de motores elétricos e geração de interferência eletromagnética são alguns dos problemas decorrentes da circulação de correntes geradas pela tensão de modo comum [107, 111–114].

Seguindo a metodologia apresentada em [111], a tensão de modo comum da topologia estudada pode ser calculada em função da tensão de modo comum individual de cada conversor pela expressão

$$v_{CMV} = \frac{1}{3}(v_{CMVa} + v_{CMVb} + v_{CMVc}) \quad (2.39)$$

onde

$$v_{CMVa} = \frac{1}{3}(v_{a10a} + v_{a20a} + v_{a30a}) \quad (2.40)$$

$$v_{CMVb} = \frac{1}{3}(v_{b10b} + v_{b20b} + v_{b30b}) \quad (2.41)$$

$$v_{CMVc} = \frac{1}{3}(v_{c10c} + v_{c20c} + v_{c30c}). \quad (2.42)$$

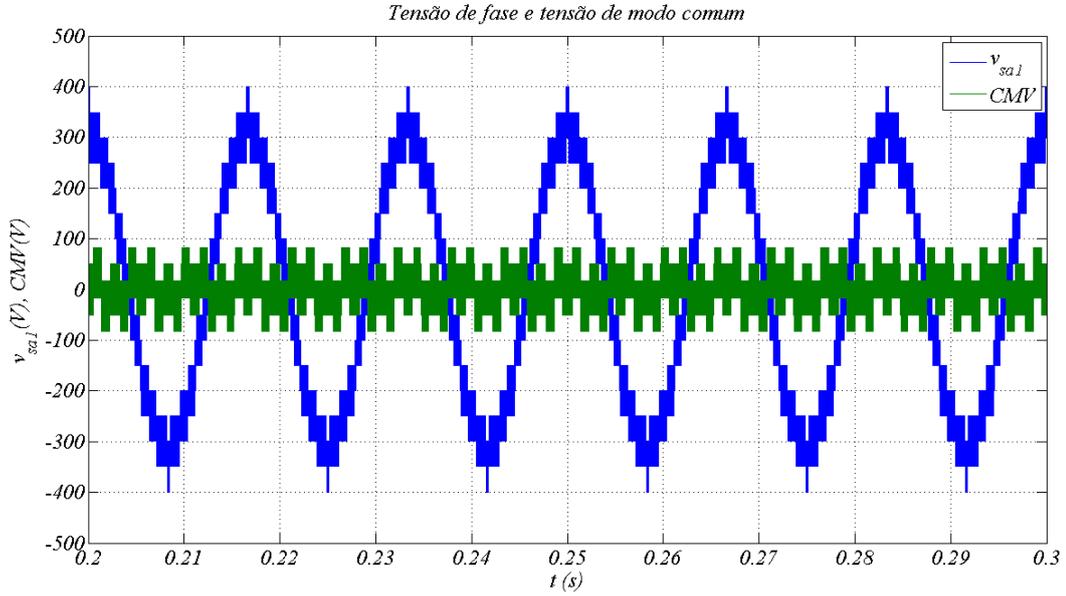
Na Figura 2.28, mostra-se a tensão de fase  $v_{sa1}$  e a tensão de modo-comum produzida, e na Tabela 2.13 mostra-se a comparação da topologia proposta com as topologias convencionais (vide Figura 2.2), em termos de geração de tensão de modo-comum, considerando-se a relação de tensão dos barramentos de  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$  e uma MIH com  $\alpha = 0^\circ$ . Nota-se que a topologia proposta apresenta maior valor de tensão de modo-comum que a topologia convencional 15L-OEW e menor valor que a topologia convencional 12L-OEW. No entanto, a topologia proposta apresenta a vantagem de ter somente três barramento CC, enquanto a topologia convencional 15L-OEW possui cinco barramentos.

Tabela 2.13 – Tensão de modo-comum para  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$

MIH com $\alpha = 0^\circ$	$CMV_{RMS}(V)$
12L-OEW	27,5
15L-OEW	17,2
INV-OEW-HIB	25,9

### 2.2.9 Distorção Harmônica

A distorção harmônica do sistema foi avaliada calculando-se a distorção harmônica total ponderada (WTHD) das tensões geradas pelo conversor ( $v_{sak}$  e  $v_{sbk}$ ) e a distorção

Figura 2.28 – Tensão de fase e tensão de modo comum para  $\alpha = 0^\circ$  e  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ .

Fonte: Próprio autor

harmônica total (THD) das corrente da máquina ( $i_{sak}$  e  $i_{sbk}$ ), através das seguintes expressões:

$$WTHD(N_h) = \frac{100}{\beta_1} \sqrt{\sum_{h=2}^{N_h} \left(\frac{\beta_h}{h}\right)^2}. \quad (2.43)$$

$$THD(N_h) = \frac{100}{\beta_1} \sqrt{\sum_{h=2}^{N_h} (\beta_h)^2} \quad (2.44)$$

Onde  $\beta_1$  é a amplitude da tensão fundamental,  $\beta_h$  é a amplitude da  $h^{th}$  harmônica e  $N_h$  é o número de harmônicas levadas em consideração nas simulações ( $N_h = 1000$ ). O sistema é operado com a frequência de chaveamento ( $f_{sa}$ ) igual a 10kHz e a magnitude das tensões ( $V_s$ ) é igual a  $220\sqrt{2}$ V.

A Tabela 2.14 mostra a WTHD e a THD da topologia proposta e das duas topologias convencionais, considerando-se uma MIH com  $\alpha = 0^\circ$ ,  $\alpha = 30^\circ$  e  $\alpha = 60^\circ$ , operando com índice de modulação  $m = 0,98$ . Nota-se que para  $\alpha = 0^\circ$ , a WTHD da topologia proposta é melhor, em todos os casos, que o da topologia 12L-OEW. Em relação à topologia 15L-OEW, a WTHD da topologia proposta é o mesmo para  $\alpha = 0^\circ$ . Para  $\alpha = 30^\circ$  e  $\alpha = 60^\circ$ , a topologia proposta apresenta WTHD maior que a topologia convencional 15L-OEW. Em termos de THD, a configuração proposta é superior à convencional 12L-OEW

para todos os valores de  $\alpha$  e superior à convencional 15L-OEW para  $\alpha = 0^\circ$  e  $\alpha = 30^\circ$ . Apenas para  $\alpha = 60^\circ$ , a topologia 15L-OEW tem melhor THD que a topologia proposta.

Tabela 2.14 – Distorção harmônica para  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ 

Configuração	Distorção Harmônica					
	WTHD (%)			THD (%)		
	$\alpha = 0^\circ$	$\alpha = 30^\circ$	$\alpha = 60^\circ$	$\alpha = 0^\circ$	$\alpha = 30^\circ$	$\alpha = 60^\circ$
12L-OEW	0,104	0,104	0,104	1,482	1,879	1,482
15L-OEW	0,050	0,050	0,057	1,005	1,123	1,067
INV-OEW-HIB	0,050	0,060	0,136	0,733	0,811	1,110

### 2.2.10 Perdas de Potência nos Dispositivos Semicondutores

As perdas de potência nos dispositivos semicondutores são calculadas usando os módulos térmicos disponíveis no software de simulação PSIM. As perdas totais de potência são calculada por:

$$P_{to} = P_{cd} + P_{ch} \quad (2.45)$$

onde,  $P_{to}$  representa as perdas totais,  $P_{cd}$  representa as perdas de condução de corrente e  $P_{ch}$  representa as perdas por chaveamento dos dispositivos semicondutores. Os resultados foram obtidos para a topologia proposta e para as topologias convencionais, considerando-se uma potência processada de 5,8kW e frequência de amostragem de 10kHz. Na Tabela 2.15, mostra-se para fins de comparação, as perdas de potência das topologias convencionais e da topologia proposta. Conforme se observa, a topologia proposta apresenta menores valores de perdas para  $\alpha=0^\circ$ ,  $\alpha=30^\circ$  e  $\alpha=60^\circ$ .

## 2.3 Estudo de Redução do Número de Barramentos

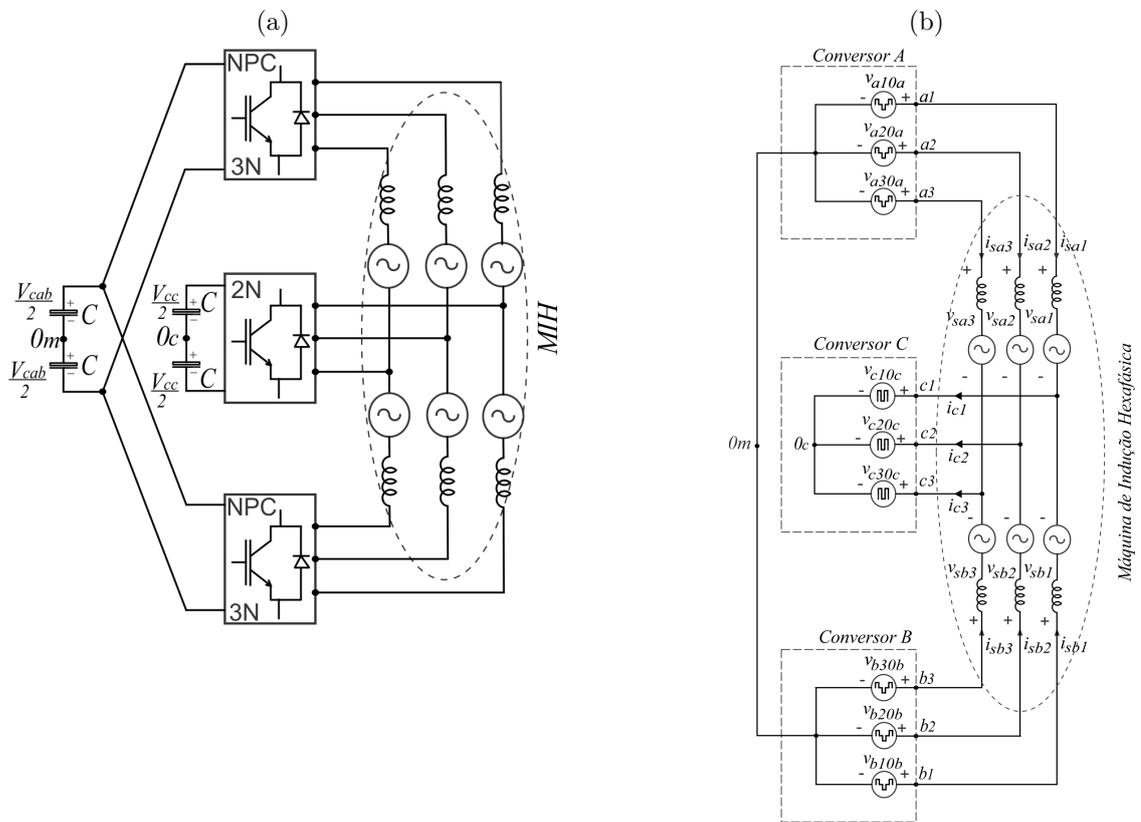
Nesta subseção estuda-se a possibilidade de substituir os barramentos dos conversores 'A' e 'B', por um único barramento, chamado barramento 'A/B', e verificar a influência desta substituição na topologia, em termos de quantidade de níveis gerados, distorções harmônicas, potência processada, perdas de potência nos semicondutores, tensão de modo-comum e frequência de chaveamento. O objetivo de reduzir um barramento é diminuir os custos da instalação, assim como aumentar a confiabilidade do sistema, já que a instalação terá um barramento a menos. No entanto, apesar de ter um equipamento a menos, a potência do barramento 'A/B' deverá ser suficiente para alimentar os dois conversores ao mesmo tempo. Com isto, a necessidade de uma análise de custos adequada é fundamental para que se possa definir as melhores possibilidade das instalações.

Tabela 2.15 – Comparações de perdas nos dispositivos semicondutores

Configuração	$\alpha$	$P_{cd}(\%)$	$P_{ch}(\%)$	$P_{to}(\%)$
12L-OEW	0°	0,51	3,24	3,57
	30°			
	60°			
15L-OEW	0°	0,78	1,32	2,10
	30°			
	60°			
INV-OEW-HIB				
$v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$	0°	1,21	0,76	1,97
	30°			
	60°			
$v_{ca} = v_{cb} = (2/3)v_{cc}$	0°	1,21	0,65	1,86
$v_{ca} = v_{cb} = 4v_{cc}$	0°	1,31	0,66	1,97

No diagrama esquemático mostrado na Figura 2.29a, mostra-se a configuração da topologia proposta, com apenas dois barramentos.

Figura 2.29 – Redução de barramentos da topologia INV-OEW-HIB. (a) Diagrama de blocos da topologia. (b) Circuito equivalente simplificado



Fonte: Próprio autor

## 2.3.0.1 Modelo do Sistema com Dois Barramentos

Tomando-se como base o modelo do sistema com três barramentos, apresentado na subseção 2.2.1, seguindo a mesma metodologia, deriva-se que:

$$i_{ck} = i_{sak} + i_{sbk} \quad (2.46)$$

$$v_{sak} = v_{akck} - v_{0m0c} = e_{sak} + l_s \frac{di_{sak}}{dt} + r_s i_{sak} \quad (2.47)$$

$$v_{sbk} = v_{bkck} - v_{0m0c} = e_{sbk} + l_s \frac{di_{sbk}}{dt} + r_s i_{sbk} \quad (2.48)$$

com

$$v_{akck} = v_{ak0m} - v_{ck0c} \quad (2.49)$$

$$v_{bkck} = v_{bk0m} - v_{ck0c}. \quad (2.50)$$

As tensões  $v_{ak0m}$ ,  $v_{bk0m}$  e  $v_{ck0c}$  representam as tensões de polo do sistema. A tensão medida entre os pontos centrais dos barramentos CC dos conversores 'A/B' e 'C' ( $0_m$  e  $0_c$ , respectivamente) é representada por  $v_{0m0c}$ .

As tensões de polo dependem dos estados das chaves de potência dos conversores 'A', 'B' e 'C' e podem ser definidas por

$$v_{ak0} = (q_{ak1} + q_{ak2} - 1) \frac{v_{Cab}}{2} \quad (2.51)$$

$$v_{bk0} = (q_{bk1} + q_{bk2} - 1) \frac{v_{Cab}}{2} \quad (2.52)$$

$$v_{ck0c} = (2q_{ck} - 1) \frac{v_{Cc}}{2}. \quad (2.53)$$

Onde  $v_{Cab}$  e  $v_{Cc}$  são as tensões dos barramentos 'A/B' e 'C', respectivamente. Os possíveis valores de tensões de polo que podem ser assumidos pelos conversores permanecem os mesmos apresentados nas Tabelas 2.1 e 2.2.

As tensões  $v_{sak}$  e  $v_{sbk}$  [introduzidas em (2.47)-(2.48)] podem ser expressas em função das tensões de polo  $v_{ak0m}$ ,  $v_{bk0m}$  e  $v_{ck0c}$ , ou seja,

$$v_{sak} = v_{ak0m} - v_{ck0c} - v_{0m0c} = v_{akck} - v_{0m0c} \quad (2.54)$$

$$v_{sbk} = v_{bk0m} - v_{ck0c} - v_{0m0c} = v_{bkck} - v_{0m0c}. \quad (2.55)$$

Assumindo-se que o sistema é simétrico, ou seja,  $e_{sa1} + e_{sa2} + e_{sa3} = 0$ ,  $e_{sb1} + e_{sb2} + e_{sb3} = 0$ ,  $i_{sa1} + i_{sa2} + i_{sa3} = 0$ ,  $i_{sb1} + i_{sb2} + i_{sb3} = 0$ ,  $v_{sa1} + v_{sa2} + v_{sa3} = 0$  e  $v_{sb1} + v_{sb2} + v_{sb3} = 0$ , a tensão  $v_{0m0c}$  pode ser obtida por

$$v_{0m0c} = \frac{1}{6} \sum_{k=1}^3 (v_{akck} + v_{bkck}). \quad (2.56)$$

### 2.3.0.2 Simulações do Sistema Operando com Dois Barramentos

Na Figura 2.30, são mostradas as tensões de fase geradas pelo sistema operando com dois barramentos. Para a MIH com  $\alpha = 0^\circ$ , Figuras 2.30a, 2.30b e 2.30c, mostra-se que os resultados obtidos são idênticos aos resultados para o sistema operando com três barramentos (vide Figuras 2.22a, 2.22b e 2.22c). No entanto, para o sistema operando com  $\alpha = 30^\circ$ , Figura 2.30d, a forma de onda de tensão gerada não tem níveis igualmente espaçados, diferentemente da operação com três barramentos isolados, conforme já mostrado na Figura 2.26a. Para  $\alpha = 60^\circ$ , também há saltos de níveis, como no caso de três barramentos isolados (vide Figura 2.27a).

O funcionamento do sistema com apenas dois barramentos provoca o surgimento de uma corrente de circulação  $i_o$ , entre os conversores 'A' e 'B'. Na Figura 2.31, são mostradas as correntes de fase nas situações com três e dois barramentos. Nas Figuras 2.31a e 2.31b, são mostradas as correntes de fase para o sistema operando com três barramentos isolados. Conforme se observa, não há corrente de circulação entre os conversores. Nas Figuras 2.31c e 2.31d, observa-se a presença da corrente de circulação. Não foi objeto deste trabalho a investigação de um sistema de controle para anular a corrente  $i_o$ .

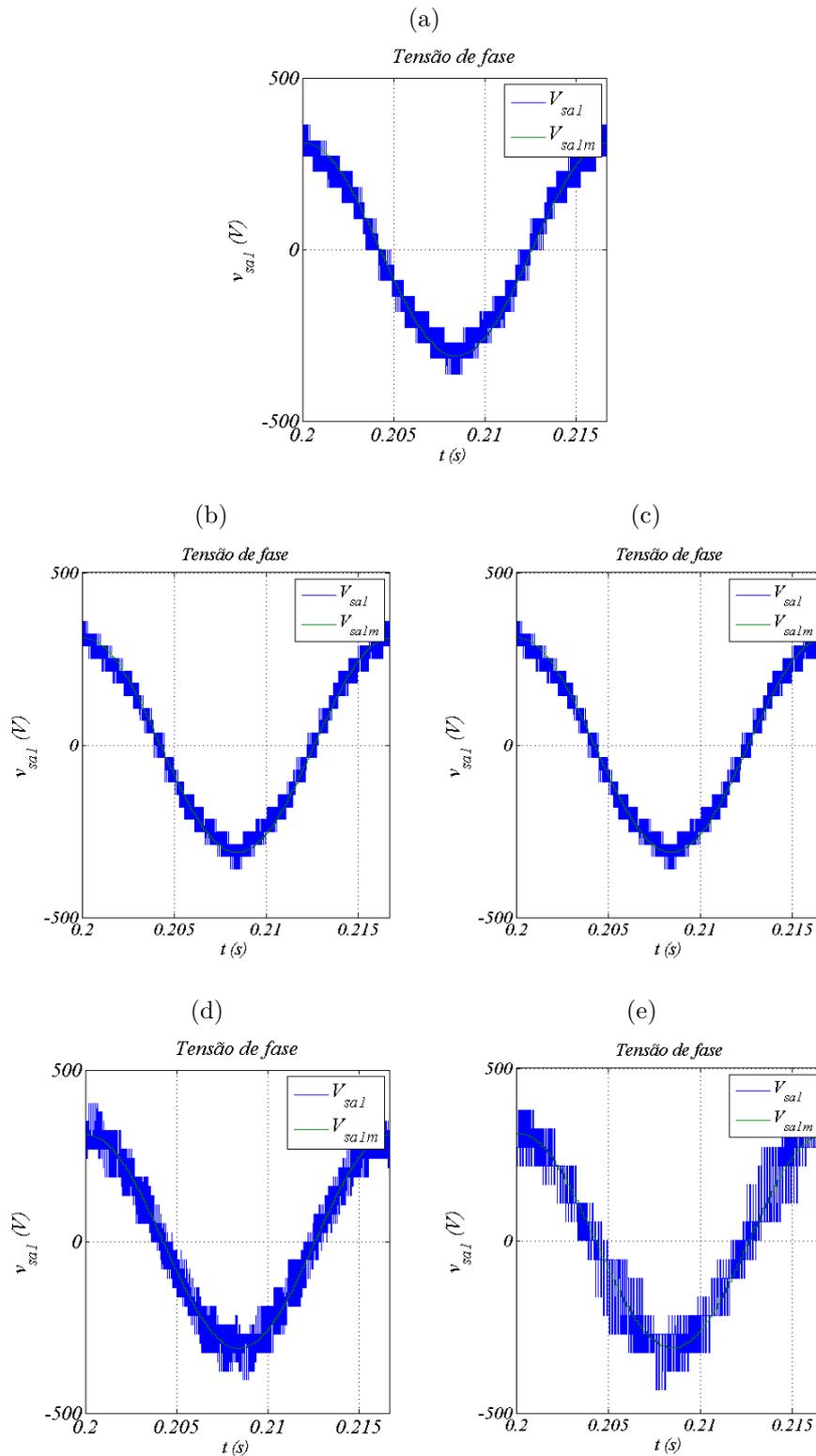
## 2.4 Resultados do Sistema

Nesta seção serão apresentados os resultados de distorção harmônica (WTHD e THD), perdas de potência, tensão de modo-comum, frequência média de chaveamento dos dispositivos semicondutores e potência processada por cada conversor, considerando-se uma MIH com potência 5,8kW.

Na Tabela 2.16 são mostrados os resultados obtidos para a topologia proposta, operando com frequência de chaveamento de 10kHz. Nesta tabela, os dados contidos na coluna "Conf. 1" representam a configuração cujos barramentos têm a relação  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$  e  $\alpha = 0^\circ$ . Para "Conf. 2", a relação dos barramentos é  $v_{ca} = v_{cb} = (2/3)v_{cc}$  e  $\alpha = 0^\circ$ . Para "Conf. 3", a relação é  $v_{ca} = v_{cb} = 4v_{cc}$ , com  $\alpha = 0^\circ$ . Na relação "conf 4", considera-se  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$  e  $\alpha = 30^\circ$ . Na última relação, "conf 5", considera-se  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ , com  $\alpha = 60^\circ$ . Os mesmos estudos foram realizados para o sistema operando com frequência de chaveamento 6,5kHz. Os resultados obtidos são apresentados na Tabela 2.17.

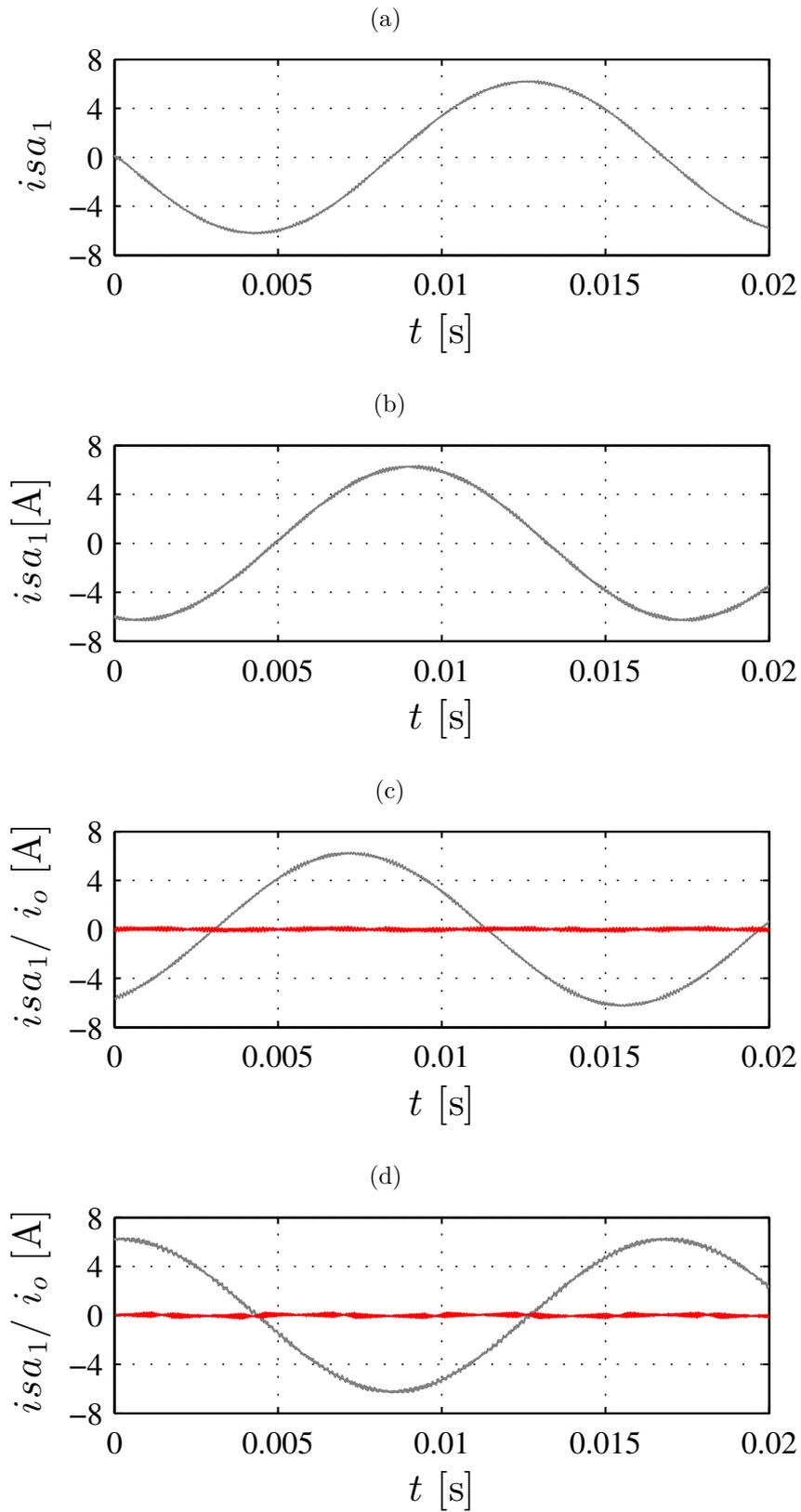
A Tabela 2.16 mostra que as distorções harmônicas dos sinais de tensão (WTHD), são menores para  $\alpha=0^\circ$ , operando nas configurações 2 e 3. Isto era esperado, visto que nestas duas configurações, o sistema proposto gera tensões  $v_{akck}$  e  $v_{bkck}$  com seis níveis, enquanto que a configuração 1, gera tensões com apenas cinco níveis. Entretanto, nas configurações 2 e 3, as distorções de corrente (THD) são, em geral, maiores que na configuração 1.

Figura 2.30 – Tensões de fase para sistema operando com dois barramentos. (a)  $v_{cab} = v_{cc}$ ,  $\alpha = 0^\circ$ . (b)  $v_{cab} = (2/3)v_{cc}$ ,  $\alpha = 0^\circ$ . (c)  $v_{cab} = 4v_{cc}$ ,  $\alpha = 0^\circ$ . (d)  $v_{cab} = v_{cc}$ ,  $\alpha = 30^\circ$ . (e)  $v_{cab} = v_{cc}$ ,  $\alpha = 60^\circ$ .



Fonte: Próprio autor

Figura 2.31 – Correntes de fase para sistema operando com três e com dois barramentos.  
 (a)  $i_{sa}$ ,  $\alpha = 30^\circ$ . (b)  $i_{sa}$ ,  $\alpha = 60^\circ$ . (c)  $i_{sa}$  e  $i_o$ ,  $\alpha = 30^\circ$ . (d)  $i_{sa}$  e  $i_o$ ,  $\alpha = 60^\circ$ .



Fonte: Próprio autor

As perdas totais são praticamente idênticas, considerando-se a MIH com  $\alpha = 0^\circ$ , operando nas três configurações. No entanto, as perdas totais aumentam entre 15% e 21% para a MIH de  $\alpha = 30^\circ$  em relação à MIH  $\alpha = 0^\circ$  e entre 46% e 55% para a MIH com  $\alpha = 60^\circ$ , em relação à MIH com  $\alpha = 0^\circ$ .

Nota-se que a frequência média das chaves do conversor 'A' é igual à frequência média das chaves do conversor 'B', quando a MIH tem  $\alpha = 0^\circ$ . Somente na relação de tensão de barramentos  $v_{ca} = v_{cb} = 4v_{cc}$  é que as chaves do conversor 'C' operam com frequência média maior que as chaves dos conversores 'A' e 'B', motivo pelo qual as perdas totais no conversor 'C' são maiores que nos conversores 'A' e 'B', para esta configuração.

Em referência aos balanços de potência, mostra-se que apenas na configuração  $v_{ca} = v_{cb} = 4v_{cc}$ , a potência processada no conversor 'C' é menor que nos conversores 'A' e 'B'. Nos demais casos, a potência processada em 'C' é maior que a dos conversores 'A' e 'B'.

Os mesmos estudos foram desenvolvidos para o sistema operando com apenas dois barramentos. Para as configurações operando com uma MIH de  $\alpha = 0^\circ$ , os resultados de distorções harmônicas, perdas de potência, tensão de modo-comum, frequência média de chaveamento e potência processada, são idênticos aos apresentados nas Tabelas 2.16 e 2.17, para três barramentos. Em relação aos sistemas que operam com MIH com  $\alpha = 30^\circ$  e  $\alpha = 60^\circ$ , apenas as distorções harmônicas individuais por fase resultaram levemente diferentes das obtidas com três barramentos. A Tabela 2.18 mostra estas diferenças.

## 2.4.1 Resultados Experimentais

Nesta seção apresentam-se alguns resultados experimentais, para validação do estudo. Devido a limitações da bancada, os experimentos foram feitos a partir do equivalente fase-fase ( $v_{sa1}$  e  $v_{sb1}$ ) da topologia proposta.

Os resultados experimentais foram obtidos em uma plataforma de desenvolvimento experimental equipada com seis braços tipo NPC de três níveis que utilizam módulos IGBT da SEMIKRON modelo SK50MLI066, com drives modelo opA. Um processador digital de sinais ou (DSP - *Digital Signal Processor*) modelo TMS320F28335 com placas e sensores apropriados foi utilizado para gerar os sinais de acionamento das chaves de potência. Os barramentos de plataforma são equipados com capacitores de  $2200\mu\text{F}$ . A frequência de amostragem utilizada nos experimentos foram de 10kHz. Uma carga RL utilizada no equivalente monofásico foi de  $R=100\Omega$  e  $L=100\text{mH}$ . Neste experimento foram utilizados dois valores de tensão de barramentos: i)  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc} = 170\text{V}$ , ii)  $v_{ca} = v_{cb} = 274\text{V}$  e  $v_{cc} = 68,5\text{V}$ . O índice de modulação em ambos os casos foi  $m = 0,95$ .

Na Figura 2.32(a) mostra-se na parte superior da tela do osciloscópio, a tensão  $v_{a1c1}$  gerada pelo conversor e a corrente de fase  $i_{sa1}$ . Na parte inferior da tela do osciloscópio

Tabela 2.16 – Resultados obtidos para o sistema operando com três barramentos e frequência de chaveamento de 10kHz

Ângulos da MIH		$\alpha = 0^\circ$			$\alpha = 30^\circ$	$\alpha = 60^\circ$
Critério	Parâmetro	Conf. 1	Conf. 2	Conf.3	Conf. 4	Conf. 5
WTHD(%)	$v_{sak}$	0,05	0,04	0,04	0,06	0,12
THD(%)	$i_{sak}$	0,73	1,34	1,34	0,81	1,12
Perdas A(%)	$P_{cd}$	0,40	0,40	0,46	0,40	0,42
	$P_{ch}$	0,38	0,31	0,03	0,49	0,69
	$P_{to}$	0,78	0,71	0,49	0,89	1,11
Perdas B(%)	$P_{cd}$	0,40	0,40	0,46	0,40	0,42
	$P_{ch}$	0,38	0,31	0,03	0,49	0,69
	$P_{to}$	0,78	0,71	0,49	0,89	1,11
Perdas C(%)	$P_{cd}$	0,41	0,41	0,39	0,40	0,45
	$P_{ch}$	1e-3	0,03	0,60	0,10	0,21
	$P_{to}$	0,41	0,44	0,99	0,50	0,66
Perdas Totais(%)	$P_{cd}$	1,21	1,21	1,31	1,20	1,29
	$P_{ch}$	0,76	0,65	0,66	1,08	1,59
	$P_{to}$	1,97	1,86	1,97	2,28	2,88
CMV(Vrms)	CMVt	25,9	25,7	28,8	43,8	35,5
$f_{ch}$ (Hz)	$f_{qak1}$	5010	5370	780	6000	6750
	$f_{qak2}$	5100	5400	720	4980	6660
	$f_{qbk1}$	5010	5370	780	5880	6600
	$f_{qbk2}$	5100	5400	720	5040	3570
	$f_{qck}$	60	780	9990	1620	3300
Potência	Pa(W)	1300	985	2480	1055	1549
	Pa(%)	22,4	17,0	42,8	18,2	25,1
	Pb(W)	1300	985	2480	1055	1549
	Pb(%)	22,4	17,0	42,8	18,2	25,1
	Pc(W)	3192	3823	832	3681	3058
	Pc(%)	55,2	66,0	14,4	63,6	49,8

mostra-se a tensão  $v_{b1c1}$  e a corrente de fase  $i_{sb1}$ , considerando-se a primeira configuração de tensões dos barramentos ( $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc} = 170V$ ). Como era esperado, as tensões  $v_{a1c1}$  e  $v_{b1c1}$  possuem 5 níveis [ver Figura 2.19(a)]. Na Figura 2.32(b) mostra-se na parte superior da tela do osciloscópio, a tensão  $v_{a1c1}$  gerada pelo conversor e a corrente de fase  $i_{sa1}$  e na parte inferior da tela do osciloscópio, mostra-se a tensão  $v_{b1c1}$  e a corrente de fase  $i_{sb1}$ , considerando-se a segunda configuração de tensões dos barramentos ( $v_{ca} = v_{cb} = 274V$  e  $v_{cc} = 68,5V$ ). Como era esperado, as tensões  $v_{a1c1}$  e  $v_{b1c1}$  possuem 6 níveis [ver Figura 2.19(c)], estão de acordo com a teoria desenvolvida e validam os estudos.

Tabela 2.17 – Resultados obtidos para o sistema operando com três barramentos e frequência de chaveamento de 6,5kHz

Ângulos da MIH		$\alpha = 0^\circ$			$\alpha = 30^\circ$	$\alpha = 60^\circ$
Critério	Parâmetro	Conf. 1	Conf. 2	Conf.3	Conf. 4	Conf. 5
WTHD(%)	$v_{sak}$	0,08	0,07	0,07	0,09	0,19
THD(%)	$i_{sak}$	0,98	1,74	1,74	0,92	1,59
Perdas A(%)	$P_{cd}$	0,41	0,40	0,41	0,41	0,42
	$P_{ch}$	0,22	0,19	0,02	0,33	0,51
	$P_{to}$	0,63	0,59	0,43	0,74	0,93
Perdas B(%)	$P_{cd}$	0,41	0,40	0,41	0,41	0,42
	$P_{ch}$	0,22	0,19	0,02	0,33	0,51
	$P_{to}$	0,63	0,59	0,43	0,74	0,93
Perdas C(%)	$P_{cd}$	0,41	0,40	0,39	0,40	0,47
	$P_{ch}$	1e-3	0,02	0,36	0,07	0,15
	$P_{to}$	0,41	0,42	0,75	0,47	0,62
Perdas Totais(%)	$P_{cd}$	1,23	1,20	1,21	1,22	1,31
	$P_{ch}$	0,44	0,40	0,40	0,73	1,17
	$P_{to}$	1,67	1,60	1,61	1,95	2,48
CMV(Vrms)	CMVt	25,9	27,8	32,5	46,1	28,7
$f_{ch}$ (Hz)	$f_{qak1}$	3330	3510	540	3930	4290
	$f_{qak2}$	3360	3480	480	3180	4260
	$f_{qbk1}$	3330	3510	540	3990	4440
	$f_{qbk2}$	3360	3480	480	3300	4410
	$f_{qck}$	60	480	6510	1080	2160
Potência	Pa(W)	1303	987	2482	1054	1353
	Pa(%)	22,4	17,0	42,8	18,2	23,3
	Pb(W)	1303	987	2482	1054	1354
	Pb(%)	22,4	17,0	42,8	18,2	23,3
	Pc(W)	3194	3825	835	3681	3094
	Pc(%)	55,2	66,0	14,4	63,6	53,4

## 2.5 Conclusões

Neste capítulo foi apresentada e investigada uma nova topologia de um conversor multinível híbrido para acionamento de uma MIH com os terminais em OEW.

Com as técnicas de modulação aplicadas, foi possível gerar tensões multiníveis, com baixo conteúdo harmônico, para alimentar máquinas de indução hexafásicas. Os resultados de simulações e resultados experimentais foram apresentados considerando-se diferentes cenários de relação de tensão dos barramentos, assim como cenários considerando-se MIH

Tabela 2.18 – Distorções harmônicas dos sistemas operando com três e dois barramentos.

Critério		$\alpha = 30^\circ$		$\alpha = 60^\circ$	
		3 Barram.	2 Barram.	3 Barram.	2 Barram.
WTHD(%)	$v_{sa1}$	0,060	0,071	0,124	0,125
	$v_{sa2}$	0,057	0,067	0,124	0,124
	$v_{sa3}$	0,057	0,068	0,136	0,131
	$v_{sb1}$	0,058	0,067	0,132	0,129
	$v_{sb2}$	0,059	0,074	0,120	0,127
	$v_{sb3}$	0,060	0,070	0,137	0,143
THD(%)	$i_{sa1}$	0,697	0,690	1,143	1,142
	$i_{sa2}$	0,630	0,675	1,033	1,058
	$i_{sa3}$	0,519	0,569	1,155	1,048
	$i_{sb1}$	0,609	0,666	1,068	1,141
	$i_{sb2}$	0,648	0,646	1,074	1,215
	$i_{sb3}$	0,522	0,550	1,048	1,076

com  $\alpha = 0^\circ$ ,  $\alpha = 30^\circ$  e  $\alpha = 60^\circ$ . Comparações com duas topologias convencionais em termos de tensão de modo comum, distorção harmônica e perdas de potência, foram realizadas e analisadas.

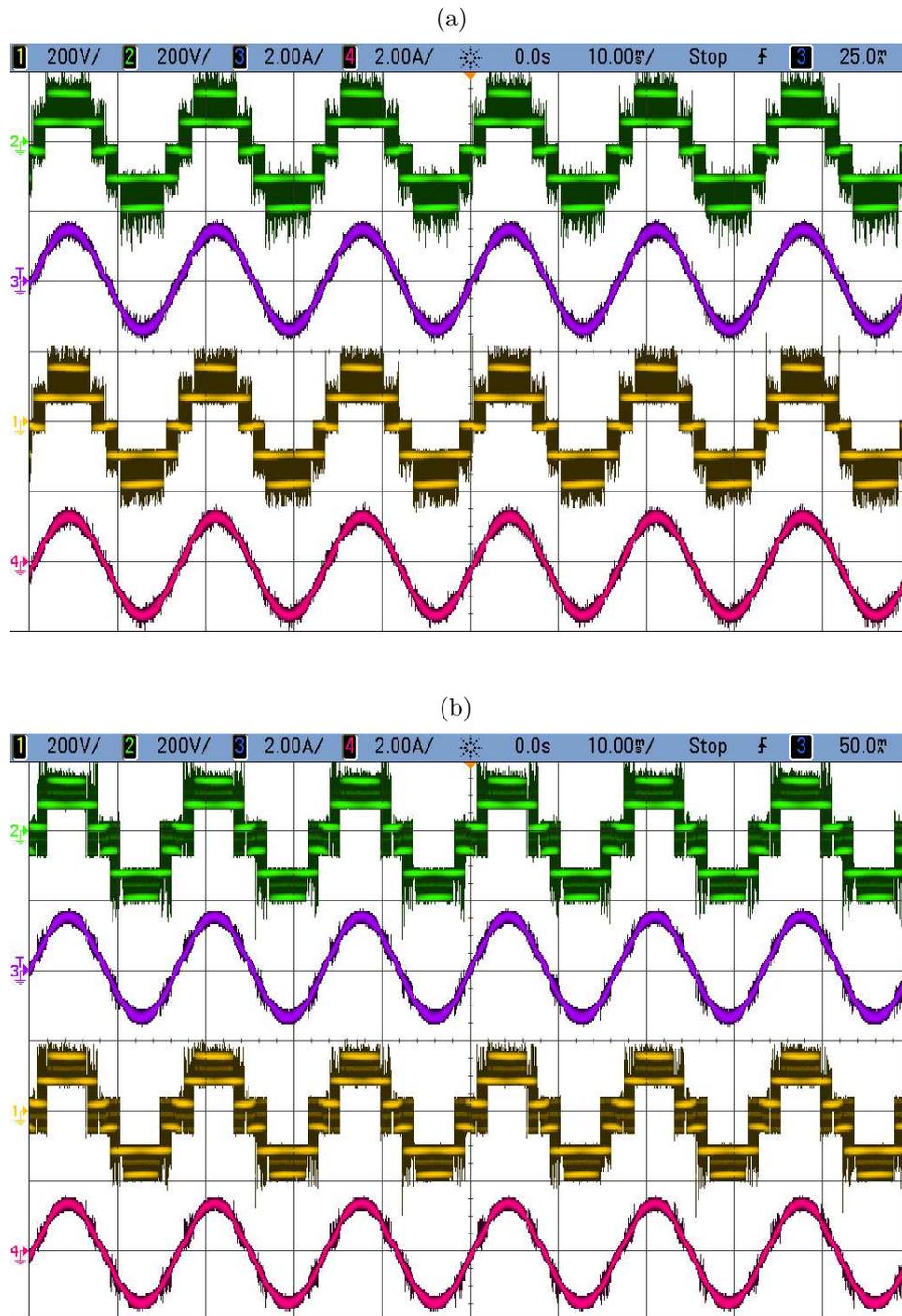
Em termos de tensão de modo-comum, a topologia proposta apresentou valor RMS maior que o da topologia convencional 15L-OEW e valor menor que o da topologia 12L-OEW.

Em relação às distorções harmônicas, a topologia proposta apresenta valores de WTHD e THD melhores que o da topologia 12L-OEW. Em relação à topologia 15L-OEW, o WTHD da topologia proposta é o mesmo para  $\alpha = 0^\circ$ . Para  $\alpha = 30^\circ$  e  $\alpha = 60^\circ$ , a topologia proposta apresenta WTHD maior que a topologia convencional 15L-OEW. Em termos de THD, a configuração proposta é superior à convencional 15L-OEW para  $\alpha = 0^\circ$  e  $\alpha = 30^\circ$ . Apenas para  $\alpha = 60^\circ$ , a topologia 15L-OEW tem melhor THD que a topologia proposta.

Quanto às perdas, a topologia proposta apresentou menores resultados, para  $\alpha = 0^\circ$ ,  $\alpha = 30^\circ$  e  $\alpha = 60^\circ$ , quando comparado às topologias 12L-OEW e 15L-OEW.

A topologia apresenta-se como uma alternativa a ser utilizada em sistemas de alta potência, devido à grande quantidade de níveis que podem ser gerados e pode ser utilizado em aplicações em que há restrições de limites operacionais de tensão e de corrente dos dispositivos semicondutores. Os resultados experimentais, obtidos para as tensões  $v_{a1c1}$  e  $v_{b1c1}$  assim como os valores medidos da correntes  $i_{sa1}$  e  $i_{sb1}$ , considerando-se os cenários  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$  e  $v_{ca} = v_{cb} = 4v_{cc}$  estão de acordo com a teoria desenvolvida e validam os estudos.

Figura 2.32 – Resultados experimentais do equivalente monofásico da topologia INV-OEW-HIB. (a) Tensão  $v_{a1c1}$ , corrente  $i_{sa1}$  e tensão  $v_{b1c1}$ , corrente  $i_{sb1}$  para  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc} = 170V$ . (b) Tensão  $v_{a1c1}$ , corrente  $i_{sa1}$  e tensão  $v_{b1c1}$ , corrente  $i_{sb1}$  para  $v_{ca} = v_{cb} = 274V$  e  $v_{cc} = 68,5V$



Fonte: Próprio autor

## 3 Conversor CC-CA - Configuração INV-OEW-NPC

### 3.1 Introdução

Neste capítulo, estuda-se uma nova topologia multinível para acionamento de uma MIH com terminais do tipo OEW. A motivação principal para o desenvolvimento desta nova topologia foi evitar os saltos de níveis de tensão que ocorrem no segundo e quarto quadrantes dos diagramas vetoriais da topologia INV-OEW-HIB, apresentada no capítulo 2. Neste sentido, busca-se com esta topologia, a geração de sinais com níveis de tensão igualmente espaçado e regulares, principalmente na alimentação de MIH com  $\alpha = 30^\circ$  e  $\alpha = 60^\circ$ .

A topologia desenvolvida é composta por três conversores trifásicos tipo NPC de três níveis, três bancos de capacitores isolados e uma MIH, conforme é ilustrado na Figura 3.1a. O uso de bancos de capacitores isolados evita a circulação de correntes de sequência zero e permite a geração de tensões com grande número de níveis e baixa distorção harmônica. Com o intuito aumentar a quantidade de níveis de tensão gerados pelo sistema, diferentes relação de tensões de barramentos são apresentadas e estudadas.

O modelo dinâmico do sistema é apresentado, estabelecendo-se uma estratégia PWM para determinação dos estados das chaves de potência. O princípio de operação do sistema, avaliação da distorção harmônica e das perdas associadas ao sistema, assim como a investigação da tensão de modo comum gerada, são apresentados. Devido à semelhança com o sistema da configuração INV-OEW-HIB, as análises feitas neste capítulo serão similares às análises feitas no capítulo 2.

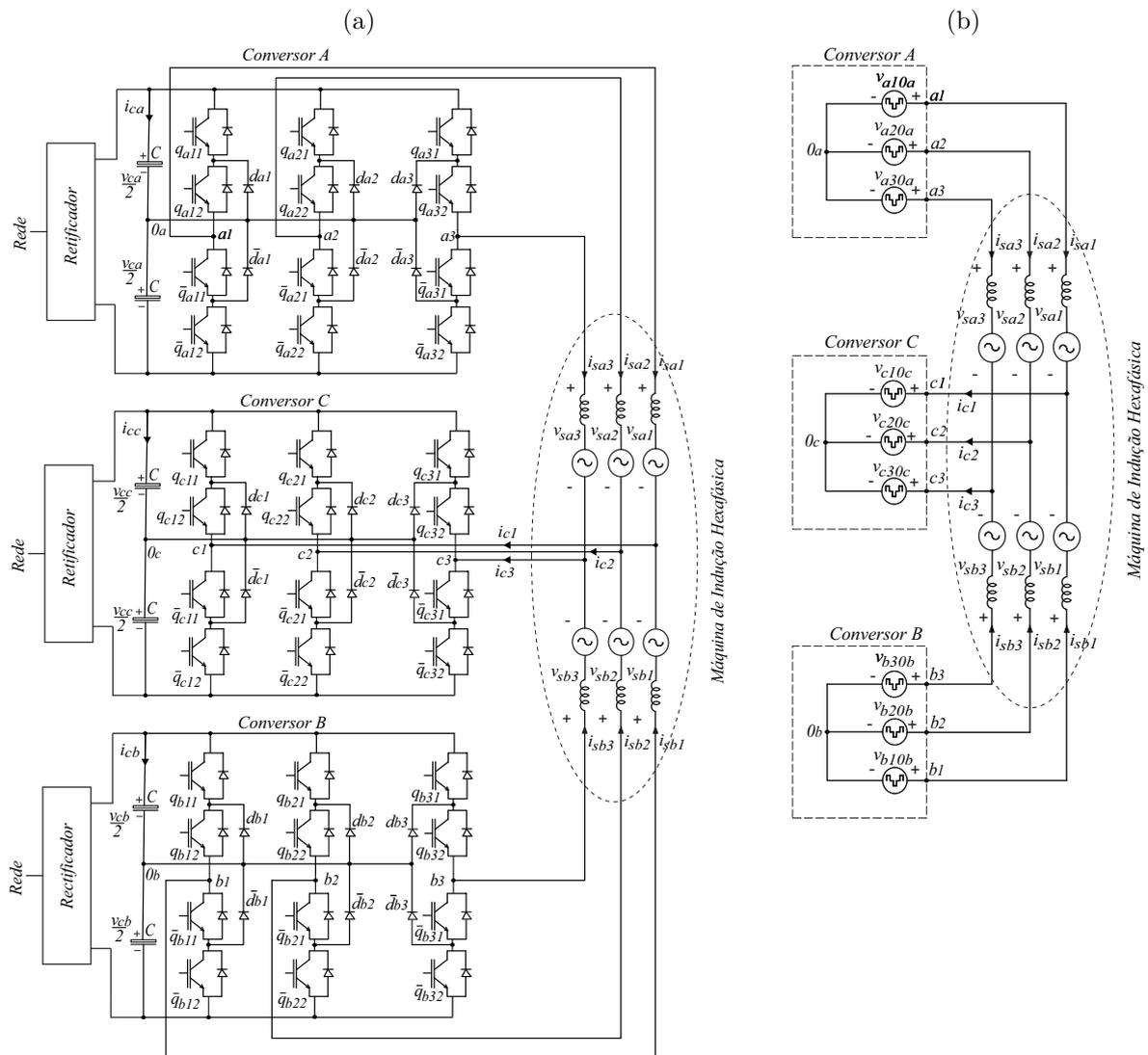
Assim como na seção 2.1, a estratégia de modulação PWM utilizada neste capítulo é a SV-PWM emulada pela modulação LS-PWM equivalente. A estratégia aplicada é capaz de gerar tensões multiníveis com reduzida distorção harmônica e reduzido esforço nas chaves de potência. Devido à grande quantidade de níveis gerados, a topologia é uma alternativa adequada para ser aplicada em sistemas de alta potência, onde há restrições de limites operacionais de tensão e corrente das chaves semicondutoras. O desempenho do sistema é verificado a partir de resultados de simulações e de resultados experimentais. Comparações com configurações consideradas convencionais são realizadas e mostradas neste capítulo.

### 3.2 Configuração INV-OEW-NPC

A topologia estudada é formada por três conversores do tipo NPC, idênticos, para acionamento de um MIH em OEW, como é visto na Figura 3.1a. O fato de serem utilizados três conversores idênticos na mesma topologia, torna o sistema modular e pode ser considerado como uma primeira vantagem da configuração estudada.

Sabendo-se que uma MIH é composta por dois grupos trifásicos separados espacialmente por um ângulo  $\alpha$  de  $0^\circ$ ,  $30^\circ$  ou  $60^\circ$ , e conforme estabelecido na seção 2.2, assume-se também, neste capítulo, que o grupo *a* é composto pelas fases  $s_{a1}$ ,  $s_{a2}$  e  $s_{a3}$ , e o outro grupo, composto pelas fases  $s_{b1}$ ,  $s_{b2}$  e  $s_{b3}$  é chamado de grupo 'b'.

Figura 3.1 – Configuração INV-OEW-NPC. (a) Topologia proposta. (b) Circuito equivalente simplificado



Fonte: Próprio autor

O conversor 'A' é conectado aos terminais de um dos lados do conjunto trifásico 'a' da MIH, enquanto o conversor 'B' é conectado aos terminais de um dos lados do conjunto trifásico 'b'. Os outros terminais da MIH são conectados ao conversor 'C', que é compartilhado entre os conjuntos trifásicos 'a' e 'b'. O conversor 'A' é formado pelas chaves  $q_{a11}$ ,  $q_{a12}$ ,  $\bar{q}_{a11}$ ,  $\bar{q}_{a12}$ ,  $q_{a21}$ ,  $q_{a22}$ ,  $\bar{q}_{a21}$ ,  $\bar{q}_{a22}$ ,  $q_{a31}$ ,  $q_{a32}$ ,  $\bar{q}_{a31}$  e  $\bar{q}_{a32}$ . O conversor 'B' é formado pelas chaves  $q_{b11}$ ,  $q_{b12}$ ,  $\bar{q}_{b11}$ ,  $\bar{q}_{b12}$ ,  $q_{b21}$ ,  $q_{b22}$ ,  $\bar{q}_{b21}$ ,  $\bar{q}_{b22}$ ,  $q_{b31}$ ,  $q_{b32}$ ,  $\bar{q}_{b31}$  e  $\bar{q}_{b32}$ . O conversor 'C' é formado pelas chaves  $q_{c11}$ ,  $q_{c12}$ ,  $\bar{q}_{c11}$ ,  $\bar{q}_{c12}$ ,  $q_{c21}$ ,  $q_{c22}$ ,  $\bar{q}_{c21}$ ,  $\bar{q}_{c22}$ ,  $q_{c31}$ ,  $q_{c32}$ ,  $\bar{q}_{c31}$  e  $\bar{q}_{c32}$ . Os pares  $q_{a11}\bar{q}_{a11}$ ,  $q_{a12}\bar{q}_{a12}$ ,  $q_{a21}\bar{q}_{a21}$ ,  $q_{a22}\bar{q}_{a22}$ ,  $q_{a31}\bar{q}_{a31}$ ,  $q_{a32}\bar{q}_{a32}$ ,  $q_{b11}\bar{q}_{b11}$ ,  $q_{b12}\bar{q}_{b12}$ ,  $q_{b21}\bar{q}_{b21}$ ,  $q_{b22}\bar{q}_{b22}$ ,  $q_{b31}\bar{q}_{b31}$ ,  $q_{b32}\bar{q}_{b32}$ ,  $q_{c11}\bar{q}_{c11}$ ,  $q_{c12}\bar{q}_{c12}$ ,  $q_{c21}\bar{q}_{c21}$ ,  $q_{c22}\bar{q}_{c22}$ ,  $q_{c31}\bar{q}_{c31}$ ,  $q_{c32}\bar{q}_{c32}$  são complementares. Dado que cada conversor NPC pode gerar  $3^3$ , a quantidade de vetores de tensão gerados pelo sistema é de 19.683 vetores.

Da mesma forma como acontece com o sistema apresentado no capítulo 2, uma característica importante do sistema estudado neste capítulo, é a possibilidade de operação com tensões dos barramentos CC diferentes. No entanto, para a presente configuração, existem mais possibilidades de relacionar as tensões dos barramento, com geração de níveis de tensão igualmente espaçados, que na topologia INV-OEW-HIB. Neste capítulo são estudadas cinco possibilidades diferentes, sendo mostradas as suas características e influência no sistema. Além de permitir o aumento do número de níveis das tensões geradas, é possível, a partir de diferentes relações de barramentos, melhor balancear a potência processada entre os três conversores. Conforme discutido na subseção 2.2.2, a corrente do conversor compartilhado, 'C', depende do ângulo  $\alpha$  da MIH, sendo a sua amplitude dada por  $I_c = I_s \sqrt{2(1 + \cos\alpha)}$ , conforme apresentado em (2.17) - (2.18). Neste sentido, sabendo-se que o conversor 'C' trabalha com corrente mais alta que os conversores 'A' e 'B', é interessante escolher uma menor tensão no barramento CC do conversor 'C', para fins de melhor balancear a potência processada entre os conversores.

### 3.2.1 Modelo do Sistema

A configuração estudada está ilustrada na Figura 3.1a. Adicionalmente, para fins de análise, usa-se o modelo de circuito equivalente simplificado da Figura 3.1b.

Considerando-se que as variáveis  $v_{sak}$ ,  $v_{sbk}$ ,  $i_{sak}$ ,  $i_{sbk}$  e  $i_{ck}$  representam as tensões e correntes do estator da MIH, respectivamente, e utilizando o circuito equivalente simplificado da Figura 3.1b, pode-se usar as leis de Kirchhoff para equacionar o sistema.

$$i_{ck} = i_{sak} + i_{sbk} \quad (3.1)$$

$$v_{sak} = v_{akck} - v_{0ac} = e_{sak} + l_s \frac{di_{sak}}{dt} + r_s i_{sak} \quad (3.2)$$

$$v_{sbk} = v_{bkck} - v_{0bc} = e_{sbk} + l_s \frac{di_{sbk}}{dt} + r_s i_{sbk} \quad (3.3)$$

$$v_{akck} = v_{ak0a} - v_{ck0c} \quad (3.4)$$

$$v_{bkck} = v_{bk0b} - v_{ck0c} \quad (3.5)$$

onde  $k = 1, 2, 3$ .

As tensões  $v_{ak0a}$ ,  $v_{bk0b}$  e  $v_{ck0c}$  de (3.4)-(3.5) representam as tensões de polo do sistema, enquanto  $v_{0ac}$  representa a tensão medida entre o ponto central do barramento do conversor 'A', ( $0_a$ ), e o ponto central do barramento do conversor 'C', ( $0_c$ ). De forma semelhante, a tensão  $v_{0bc}$ , é medida entre o ponto central do barramento do conversor 'B', ( $0_b$ ), e o ponto central do conversor 'C' ( $0_c$ ).

A tensão  $v_{akck}$  é a diferença entre as tensões de polo do conversor 'A', ( $v_{ak0a}$ ), e as tensões de polo do conversor 'C', ( $v_{ck0c}$ ). Esta tensão é também chamada de tensão de polo resultante entre os conversores 'A' e 'C'. Da mesma forma, a tensão  $v_{bkck}$  representa a diferença entre as tensões de polo do conversor 'B', ( $v_{bk0b}$ ), e as tensões de polo do conversor 'C', ( $v_{ck0c}$ ), sendo chamada de tensão de polo resultante entre os conversores 'B' e 'C'.

As tensões de polo dos três conversores dependem dos estados das suas respectivas chaves de potência, e podem ser definidas por

$$v_{ak0a} = (q_{ak1} + q_{ak2} - 1) \frac{v_{Ca}}{2} \quad (3.6)$$

$$v_{bk0b} = (q_{bk1} + q_{bk2} - 1) \frac{v_{Cb}}{2} \quad (3.7)$$

$$v_{ck0c} = (q_{ck1} + q_{ck2} - 1) \frac{v_{Cc}}{2}. \quad (3.8)$$

Onde,  $v_{Ca}$ ,  $v_{Cb}$  e  $v_{Cc}$  são as tensões dos barramentos CC dos conversores. As variáveis  $q_{ak1}$ ,  $q_{ak2}$ ,  $q_{bk1}$ ,  $q_{bk2}$ ,  $q_{ck1}$  e  $q_{ck2}$  são os estados das chaves, definidos pelas variáveis binárias (0 e 1). Quando estas variáveis assumem o valor 0, significa que a chave correspondente está aberta e, portanto, não está conduzindo corrente elétrica. Quando a variável assume valor 1, a chave está fechada e, portanto, conduzindo corrente elétrica. Os possíveis valores de tensões de polo que podem ser assumidos pelo sistema são mostrados na Tabela 3.1.

Tabela 3.1 – Tensões de polo  $v_{xk0x}$ , com  $x = \{a, b, c\}$

$q_{xk1}$	$q_{xk2}$	$\bar{q}_{xk1}$	$\bar{q}_{xk2}$	$v_{xk0x}$
0	0	1	1	$-\frac{v_{Cx}}{2}$
0	1	1	0	0
1	1	0	0	$\frac{v_{Cx}}{2}$

As tensões  $v_{sak}$  e  $v_{sbk}$  [introduzidas em (3.2)-(3.3)] podem ser expressas em função

das tensões de polo  $v_{ak0a}$ ,  $v_{bk0b}$  e  $v_{ck0c}$ , ou seja,

$$v_{sa1} = v_{a10a} - v_{c10c} - v_{0ac} = v_{a1c1} - v_{0ac} \quad (3.9)$$

$$v_{sb1} = v_{b10b} - v_{c10c} - v_{0bc} = v_{b1c1} - v_{0bc} \quad (3.10)$$

$$v_{sa2} = v_{a20a} - v_{c20c} - v_{0ac} = v_{a2c2} - v_{0ac} \quad (3.11)$$

$$v_{sb2} = v_{b20b} - v_{c20c} - v_{0bc} = v_{b2c2} - v_{0bc} \quad (3.12)$$

$$v_{sa3} = v_{a30a} - v_{c30c} - v_{0ac} = v_{a3c3} - v_{0ac} \quad (3.13)$$

$$v_{sb3} = v_{b30b} - v_{c30c} - v_{0bc} = v_{b3c3} - v_{0bc}. \quad (3.14)$$

As tensões  $v_{0ac}$  e  $v_{0bc}$  podem ser obtidas, considerando-se que o sistema estudado é simétrico, ou seja,  $e_{sa1} + e_{sa2} + e_{sa3} = 0$ ,  $e_{sb1} + e_{sb2} + e_{sb3} = 0$ ,  $i_{sa1} + i_{sa2} + i_{sa3} = 0$ ,  $i_{sb1} + i_{sb2} + i_{sb3} = 0$ ,  $v_{sa1} + v_{sa2} + v_{sa3} = 0$  e  $v_{sb1} + v_{sb2} + v_{sb3} = 0$ . Desta forma,  $v_{0ac}$  e  $v_{0bc}$  são determinadas por:

$$v_{0ac} = \frac{1}{3} \sum_{k=1}^3 v_{akck} \quad (3.15)$$

$$v_{0bc} = \frac{1}{3} \sum_{k=1}^3 v_{bkck}. \quad (3.16)$$

### 3.2.2 Vetores de Tensão

Para a definição dos vetores de tensão geradas pela topologia proposta, define-se as relações de barramentos que serão consideradas no estudo. Neste capítulo, são consideradas cinco configurações de barramentos: i)  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ , ii)  $v_{ca} = v_{cb} = (1/2)v_{cc}$ , iii)  $v_{ca} = v_{cb} = 2v_{cc}$ , iv)  $v_{ca} = v_{cb} = (1/3)v_{cc}$  e v)  $v_{ca} = v_{cb} = 3v_{cc}$ . A normalização das tensões dos barramentos é feita pela introdução da variável  $v_{ct}$ , que é definida por:

$$v_{ct} = (v_{ca} + v_{cc})/2 = (v_{cb} + v_{cc})/2. \quad (3.17)$$

A Tabela 3.2 apresenta os vetores gerados pela configuração proposta, considerando-se todos os possíveis estados das chaves de potência para a relação de tensões de barramentos  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ .

A variável  $\mathbf{v}_{\mathbf{nk}}$  representa os vetores de tensão gerados, podendo ser definida por  $\mathbf{v}_{\mathbf{nk}} = v_{akck} + jv_{bkck}$  ( $\mathbf{n} = 0,1,2,\dots,26$ ) e ( $j = \sqrt{-1}$ ). Conforme se observa, para esta relação de tensões de barramentos, o sistema gera cinco níveis diferentes de tensões ( $-v_{ct}$ ,  $-0.5v_{ct}$ ,  $0$ ,  $0.5v_{ct}$ ,  $v_{ct}$ ).

Na Tabela 3.3, são mostrados os vetores gerados para a relação de tensões de barramentos  $v_{ca} = v_{cb} = (1/2)v_{cc}$ . Neste caso observa-se a geração de sete níveis de tensões igualmente espaçados ( $-v_{ct}$ ,  $-2v_{ct}/3$ ,  $-v_{ct}/3$ ,  $0$ ,  $v_{ct}/3$ ,  $2v_{ct}/3$  e  $v_{ct}$ ). A relação de

Tabela 3.2 – Vetores de tensão do plano  $v_{akck} \times v_{bkck}$  para a relação de barramentos CC  
 $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ 

$\mathbf{V}_{nk}$	$q_{ak1}$	$q_{ak2}$	$q_{bk1}$	$q_{bk2}$	$q_{ck1}$	$q_{ck2}$	$v_{ak0a}$	$v_{bk0b}$	$v_{ck0c}$	$v_{akck}$	$v_{bkck}$
$\mathbf{V}_{0k}$	0	0	0	0	0	0	$-0.5v_{ct}$	$-0.5v_{ct}$	$-0.5v_{ct}$	0	0
$\mathbf{V}_{1k}$	0	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0
$\mathbf{V}_{2k}$	1	1	1	1	1	1	$0.5v_{ct}$	$0.5v_{ct}$	$0.5v_{ct}$	0	0
$\mathbf{V}_{3k}$	0	1	0	0	0	0	0	$-0.5v_{ct}$	$-0.5v_{ct}$	$0.5v_{ct}$	0
$\mathbf{V}_{4k}$	1	1	0	1	0	1	$0.5v_{ct}$	0	0	$0.5v_{ct}$	0
$\mathbf{V}_{5k}$	1	1	0	0	0	0	$0.5v_{ct}$	$-0.5v_{ct}$	$-0.5v_{ct}$	$v_{ct}$	0
$\mathbf{V}_{6k}$	1	1	0	1	0	0	$0.5v_{ct}$	0	$-0.5v_{ct}$	$v_{ct}$	$0.5v_{ct}$
$\mathbf{V}_{7k}$	0	1	0	1	0	0	0	0	$-0.5v_{ct}$	$0.5v_{ct}$	$0.5v_{ct}$
$\mathbf{V}_{8k}$	1	1	1	1	0	1	$0.5v_{ct}$	$0.5v_{ct}$	0	$0.5v_{ct}$	$0.5v_{ct}$
$\mathbf{V}_{9k}$	0	0	0	1	0	0	$-0.5v_{ct}$	0	$-0.5v_{ct}$	0	$0.5v_{ct}$
$\mathbf{V}_{10k}$	0	1	1	1	0	1	0	$0.5v_{ct}$	0	0	$0.5v_{ct}$
$\mathbf{V}_{11k}$	1	1	1	1	0	0	$0.5v_{ct}$	$0.5v_{ct}$	$-0.5v_{ct}$	$v_{ct}$	$v_{ct}$
$\mathbf{V}_{12k}$	0	1	1	1	0	0	0	$0.5v_{ct}$	$-0.5v_{ct}$	$0.5v_{ct}$	$v_{ct}$
$\mathbf{V}_{13k}$	0	0	1	1	0	0	$-0.5v_{ct}$	$0.5v_{ct}$	$-0.5v_{ct}$	0	$v_{ct}$
$\mathbf{V}_{14k}$	0	0	1	1	0	1	$-0.5v_{ct}$	$0.5v_{ct}$	0	$-0.5v_{ct}$	$0.5v_{ct}$
$\mathbf{V}_{15k}$	0	0	1	1	1	1	$-0.5v_{ct}$	$0.5v_{ct}$	$0.5v_{ct}$	$-v_{ct}$	0
$\mathbf{V}_{16k}$	0	0	0	1	0	1	$-0.5v_{ct}$	0	0	$-0.5v_{ct}$	0
$\mathbf{V}_{17k}$	0	1	1	1	1	1	0	$0.5v_{ct}$	$0.5v_{ct}$	$-0.5v_{ct}$	0
$\mathbf{V}_{18k}$	0	0	0	1	1	1	$-0.5v_{ct}$	0	$0.5v_{ct}$	$-v_{ct}$	$-0.5v_{ct}$
$\mathbf{V}_{19k}$	0	0	0	0	0	1	$-0.5v_{ct}$	$-0.5v_{ct}$	0	$-0.5v_{ct}$	$-0.5v_{ct}$
$\mathbf{V}_{20k}$	0	1	0	1	1	1	0	0	$0.5v_{ct}$	$-0.5v_{ct}$	$-0.5v_{ct}$
$\mathbf{V}_{21k}$	0	1	0	0	0	1	0	$-0.5v_{ct}$	0	0	$-0.5v_{ct}$
$\mathbf{V}_{22k}$	1	1	0	1	1	1	$0.5v_{ct}$	0	$0.5v_{ct}$	0	$-0.5v_{ct}$
$\mathbf{V}_{23k}$	0	0	0	0	1	1	$-0.5v_{ct}$	$-0.5v_{ct}$	$0.5v_{ct}$	$-v_{ct}$	$-v_{ct}$
$\mathbf{V}_{24k}$	0	1	0	0	1	1	0	$-0.5v_{ct}$	$0.5v_{ct}$	$-0.5v_{ct}$	$-v_{ct}$
$\mathbf{V}_{25k}$	1	1	0	0	1	1	$0.5v_{ct}$	$-0.5v_{ct}$	$0.5v_{ct}$	0	$-v_{ct}$
$\mathbf{V}_{26k}$	1	1	0	0	0	1	$0.5v_{ct}$	$-0.5v_{ct}$	0	$v_{ct}$	$-0.5v_{ct}$

barramentos  $v_{ca} = v_{cb} = 2v_{cc}$  também gera sete níveis de tensões, conforme mostrado na Tabela 3.4.

Para as configurações com  $v_{ca} = v_{cb} = (1/3)v_{cc}$  e  $v_{ca} = v_{cb} = 3v_{cc}$ , o sistema gera nove níveis de tensões diferentes,  $(-v_{ct}, -3v_{ct}/4, -v_{ct}/2, -v_{ct}/4, 0, v_{ct}/4, v_{ct}/2, 3v_{ct}/4$  e  $v_{ct})$ , conforme discriminado nas Tabelas 3.5 e 3.6, respectivamente.

Os diagramas vetoriais construídos a partir das Tabelas 3.2, 3.3, 3.4, 3.5 e 3.6, serão mostrados na subseção 3.2.4.

Tabela 3.3 – Vetores de tensão do plano  $v_{akck} \times v_{bkck}$  para a relação de barramentos CC  
 $v_{ca} = v_{cb} = (1/2)v_{cc}$

$\mathbf{V}_{nk}$	$q_{ak1}$	$q_{ak2}$	$q_{bk1}$	$q_{bk2}$	$q_{ck1}$	$q_{ck2}$	$v_{ak0a}$	$v_{bk0b}$	$v_{ck0c}$	$v_{akck}$	$v_{bkck}$
$\mathbf{V}_{0k}$	0	0	0	0	0	0	$-v_{ct}/3$	$-v_{ct}/3$	$-2v_{ct}/3$	$v_{ct}/3$	$v_{ct}/3$
$\mathbf{V}_{1k}$	0	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0
$\mathbf{V}_{2k}$	1	1	1	1	1	1	$v_{ct}/3$	$v_{ct}/3$	$2v_{ct}/3$	$-v_{ct}/3$	$-v_{ct}/3$
$\mathbf{V}_{3k}$	0	1	0	0	0	0	0	$-v_{ct}/3$	$-2v_{ct}/3$	$2v_{ct}/3$	$v_{ct}/3$
$\mathbf{V}_{4k}$	1	1	0	1	0	1	$v_{ct}/3$	0	0	$v_{ct}/3$	0
$\mathbf{V}_{5k}$	1	1	0	0	0	0	$v_{ct}/3$	$-v_{ct}/3$	$-2v_{ct}/3$	$v_{ct}$	$v_{ct}/3$
$\mathbf{V}_{6k}$	1	1	0	1	0	0	$v_{ct}/3$	0	$-2v_{ct}/3$	$v_{ct}$	$2v_{ct}/3$
$\mathbf{V}_{7k}$	0	1	0	1	0	0	0	0	$-2v_{ct}/3$	$2v_{ct}/3$	$2v_{ct}/3$
$\mathbf{V}_{8k}$	1	1	1	1	0	1	$v_{ct}/3$	$v_{ct}/3$	0	$v_{ct}/3$	$v_{ct}/3$
$\mathbf{V}_{9k}$	0	0	0	1	0	0	$-v_{ct}/3$	0	$-2v_{ct}/3$	$v_{ct}/3$	$2v_{ct}/3$
$\mathbf{V}_{10k}$	0	1	1	1	0	1	0	$v_{ct}/3$	0	0	$v_{ct}/3$
$\mathbf{V}_{11k}$	1	1	1	1	0	0	$v_{ct}/3$	$v_{ct}/3$	$-2v_{ct}/3$	$v_{ct}$	$v_{ct}$
$\mathbf{V}_{12k}$	0	1	1	1	0	0	0	$v_{ct}/3$	$-2v_{ct}/3$	$2v_{ct}/3$	$v_{ct}$
$\mathbf{V}_{13k}$	0	0	1	1	0	0	$-v_{ct}/3$	$v_{ct}/3$	$-2v_{ct}/3$	$v_{ct}/3$	$v_{ct}$
$\mathbf{V}_{14k}$	0	0	1	1	0	1	$-v_{ct}/3$	$v_{ct}/3$	0	$-v_{ct}/3$	$v_{ct}/3$
$\mathbf{V}_{15k}$	0	0	1	1	1	1	$-v_{ct}/3$	$v_{ct}/3$	$2v_{ct}/3$	$-v_{ct}$	$-v_{ct}/3$
$\mathbf{V}_{16k}$	0	0	0	1	0	1	$-v_{ct}/3$	0	0	$-v_{ct}/3$	0
$\mathbf{V}_{17k}$	0	1	1	1	1	1	0	$v_{ct}/3$	$2v_{ct}/3$	$-2v_{ct}/3$	$-v_{ct}/3$
$\mathbf{V}_{18k}$	0	0	0	1	1	1	$-v_{ct}/3$	0	$2v_{ct}/3$	$-v_{ct}$	$-2v_{ct}/3$
$\mathbf{V}_{19k}$	0	0	0	0	0	1	$-v_{ct}/3$	$-v_{ct}/3$	0	$-v_{ct}/3$	$-v_{ct}/3$
$\mathbf{V}_{20k}$	0	1	0	1	1	1	0	0	$2v_{ct}/3$	$-2v_{ct}/3$	$-2v_{ct}/3$
$\mathbf{V}_{21k}$	0	1	0	0	0	1	0	$-v_{ct}/3$	0	0	$-v_{ct}/3$
$\mathbf{V}_{22k}$	1	1	0	1	1	1	$v_{ct}/3$	0	$2v_{ct}/3$	$-v_{ct}/3$	$-2v_{ct}/3$
$\mathbf{V}_{23k}$	0	0	0	0	1	1	$-v_{ct}/3$	$-v_{ct}/3$	$2v_{ct}/3$	$-v_{ct}$	$-v_{ct}$
$\mathbf{V}_{24k}$	0	1	0	0	1	1	0	$-v_{ct}/3$	$2v_{ct}/3$	$-2v_{ct}/3$	$-v_{ct}$
$\mathbf{V}_{25k}$	1	1	0	0	1	1	$v_{ct}/3$	$-v_{ct}/3$	$2v_{ct}/3$	$-v_{ct}/3$	$-v_{ct}$
$\mathbf{V}_{26k}$	1	1	0	0	0	1	$v_{ct}/3$	$-v_{ct}/3$	0	$v_{ct}/3$	$-v_{ct}/3$

### 3.2.3 Tensões de Polo de Referência

As seis tensões de polo de referência,  $v_{akck}^*$  e  $v_{bkck}^*$ , são determinadas a partir das tensões de fase de referência,  $v_{sak}^*$  e  $v_{sbk}^*$ , que são impostas à MIH, assim como das tensões de referência auxiliares  $v_{0ac}^*$  e  $v_{0bc}^*$ .

Tabela 3.4 – Vetores de tensão do plano  $v_{akck} \times v_{bkck}$  para a relação de barramentos CC  
 $v_{ca} = v_{cb} = 2v_{cc}$

$\mathbf{V}_{nk}$	$q_{ak1}$	$q_{ak2}$	$q_{bk1}$	$q_{bk2}$	$q_{ck1}$	$q_{ck2}$	$v_{ak0a}$	$v_{bk0b}$	$v_{ck0c}$	$v_{akck}$	$v_{bkck}$
$\mathbf{V}_{0k}$	0	0	0	0	0	0	$-2v_{ct}/3$	$-2v_{ct}/3$	$-v_{ct}/3$	$-v_{ct}/3$	$-v_{ct}/3$
$\mathbf{V}_{1k}$	0	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0
$\mathbf{V}_{2k}$	1	1	1	1	1	1	$2v_{ct}/3$	$2v_{ct}/3$	$v_{ct}/3$	$v_{ct}/3$	$v_{ct}/3$
$\mathbf{V}_{3k}$	0	1	0	0	0	0	0	$-2v_{ct}/3$	$-v_{ct}/3$	$v_{ct}/3$	$-v_{ct}/3$
$\mathbf{V}_{4k}$	1	1	0	1	0	1	$2v_{ct}/3$	0	0	$2v_{ct}/3$	0
$\mathbf{V}_{5k}$	1	1	0	0	0	0	$2v_{ct}/3$	$-2v_{ct}/3$	$-v_{ct}/3$	$v_{ct}$	$-v_{ct}/3$
$\mathbf{V}_{6k}$	1	1	0	1	0	0	$2v_{ct}/3$	0	$-v_{ct}/3$	$v_{ct}$	$v_{ct}/3$
$\mathbf{V}_{7k}$	0	1	0	1	0	0	0	0	$-v_{ct}/3$	$v_{ct}/3$	$v_{ct}/3$
$\mathbf{V}_{8k}$	1	1	1	1	0	1	$2v_{ct}/3$	$2v_{ct}/3$	0	$2v_{ct}/3$	$2v_{ct}/3$
$\mathbf{V}_{9k}$	0	0	0	1	0	0	$-2v_{ct}/3$	0	$-v_{ct}/3$	$-v_{ct}/3$	$v_{ct}/3$
$\mathbf{V}_{10k}$	0	1	1	1	0	1	0	$2v_{ct}/3$	0	0	$2v_{ct}/3$
$\mathbf{V}_{11k}$	1	1	1	1	0	0	$2v_{ct}/3$	$2v_{ct}/3$	$-v_{ct}/3$	$v_{ct}$	$v_{ct}$
$\mathbf{V}_{12k}$	0	1	1	1	0	0	0	$2v_{ct}/3$	$-v_{ct}/3$	$v_{ct}/3$	$v_{ct}$
$\mathbf{V}_{13k}$	0	0	1	1	0	0	$-2v_{ct}/3$	$2v_{ct}/3$	$-v_{ct}/3$	$-v_{ct}/3$	$v_{ct}$
$\mathbf{V}_{14k}$	0	0	1	1	0	1	$-2v_{ct}/3$	$2v_{ct}/3$	0	$-2v_{ct}/3$	$2v_{ct}/3$
$\mathbf{V}_{15k}$	0	0	1	1	1	1	$-2v_{ct}/3$	$2v_{ct}/3$	$v_{ct}/3$	$-v_{ct}$	$v_{ct}/3$
$\mathbf{V}_{16k}$	0	0	0	1	0	1	$-2v_{ct}/3$	0	0	$-2v_{ct}/3$	0
$\mathbf{V}_{17k}$	0	1	1	1	1	1	0	$2v_{ct}/3$	$v_{ct}/3$	$-v_{ct}/3$	$v_{ct}/3$
$\mathbf{V}_{18k}$	0	0	0	1	1	1	$-2v_{ct}/3$	0	$v_{ct}/3$	$-v_{ct}$	$-v_{ct}/3$
$\mathbf{V}_{19k}$	0	0	0	0	0	1	$-2v_{ct}/3$	$-2v_{ct}/3$	0	$-2v_{ct}/3$	$-2v_{ct}/3$
$\mathbf{V}_{20k}$	0	1	0	1	1	1	0	0	$v_{ct}/3$	$-v_{ct}/3$	$-v_{ct}/3$
$\mathbf{V}_{21k}$	0	1	0	0	0	1	0	$-2v_{ct}/3$	0	0	$-2v_{ct}/3$
$\mathbf{V}_{22k}$	1	1	0	1	1	1	$2v_{ct}/3$	0	$v_{ct}/3$	$v_{ct}/3$	$-v_{ct}/3$
$\mathbf{V}_{23k}$	0	0	0	0	1	1	$-2v_{ct}/3$	$-2v_{ct}/3$	$v_{ct}/3$	$-v_{ct}$	$-v_{ct}$
$\mathbf{V}_{24k}$	0	1	0	0	1	1	0	$-2v_{ct}/3$	$v_{ct}/3$	$-v_{ct}/3$	$-v_{ct}$
$\mathbf{V}_{25k}$	1	1	0	0	1	1	$2v_{ct}/3$	$-2v_{ct}/3$	$v_{ct}/3$	$v_{ct}/3$	$-v_{ct}$
$\mathbf{V}_{26k}$	1	1	0	0	0	1	$2v_{ct}/3$	$-2v_{ct}/3$	0	$2v_{ct}/3$	$-2v_{ct}/3$

### 3.2.3.1 Determinação de $v_{0ac}^*$ a partir de $v_{sak}^*$

A partir de (3.2), usa-se as tensões de referência impostas à MIH,  $v_{sak}^*$ , para definir as tensões de referência  $v_{akck}^*$ . As relações entre estas tensões são dadas por:

$$v_{a1c1}^* = v_{sa1}^* + v_{0ac}^* \quad (3.18)$$

$$v_{a2c2}^* = v_{sa2}^* + v_{0ac}^* \quad (3.19)$$

$$v_{a3c3}^* = v_{sa3}^* + v_{0ac}^* \quad (3.20)$$

Tabela 3.5 – Vetores de tensão do plano  $v_{akck} \times v_{bkck}$  para a relação de barramentos CC  
 $v_{ca} = v_{cb} = (1/3)v_{cc}$

$\mathbf{V}_{nk}$	$q_{ak1}$	$q_{ak2}$	$q_{bk1}$	$q_{bk2}$	$q_{ck1}$	$q_{ck2}$	$v_{ak0a}$	$v_{bk0b}$	$v_{ck0c}$	$v_{akck}$	$v_{bkck}$
$\mathbf{V}_{0k}$	0	0	0	0	0	0	$-v_{ct}/4$	$-v_{ct}/4$	$-3v_{ct}/4$	$v_{ct}/2$	$v_{ct}/2$
$\mathbf{V}_{1k}$	0	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0
$\mathbf{V}_{2k}$	1	1	1	1	1	1	$v_{ct}/4$	$v_{ct}/4$	$3v_{ct}/4$	$-v_{ct}/2$	$-v_{ct}/2$
$\mathbf{V}_{3k}$	0	1	0	0	0	0	0	$-v_{ct}/4$	$-3v_{ct}/4$	$3v_{ct}/4$	$v_{ct}/2$
$\mathbf{V}_{4k}$	1	1	0	1	0	1	$v_{ct}/4$	0	0	$v_{ct}/4$	0
$\mathbf{V}_{5k}$	1	1	0	0	0	0	$v_{ct}/4$	$-v_{ct}/4$	$-3v_{ct}/4$	$v_{ct}$	$v_{ct}/2$
$\mathbf{V}_{6k}$	1	1	0	1	0	0	$v_{ct}/4$	0	$-3v_{ct}/4$	$v_{ct}$	$3v_{ct}/4$
$\mathbf{V}_{7k}$	0	1	0	1	0	0	0	0	$-3v_{ct}/4$	$3v_{ct}/4$	$3v_{ct}/4$
$\mathbf{V}_{8k}$	1	1	1	1	0	1	$v_{ct}/4$	$v_{ct}/4$	0	$v_{ct}/4$	$v_{ct}/4$
$\mathbf{V}_{9k}$	0	0	0	1	0	0	$-v_{ct}/4$	0	$-3v_{ct}/4$	$v_{ct}/2$	$3v_{ct}/4$
$\mathbf{V}_{10k}$	0	1	1	1	0	1	0	$v_{ct}/4$	0	0	$v_{ct}/4$
$\mathbf{V}_{11k}$	1	1	1	1	0	0	$v_{ct}/4$	$v_{ct}/4$	$-3v_{ct}/4$	$v_{ct}$	$v_{ct}$
$\mathbf{V}_{12k}$	0	1	1	1	0	0	0	$v_{ct}/4$	$-3v_{ct}/4$	$3v_{ct}/4$	$v_{ct}$
$\mathbf{V}_{13k}$	0	0	1	1	0	0	$-v_{ct}/4$	$v_{ct}/4$	$-3v_{ct}/4$	$v_{ct}/2$	$v_{ct}$
$\mathbf{V}_{14k}$	0	0	1	1	0	1	$-v_{ct}/4$	$v_{ct}/4$	0	$-v_{ct}/4$	$v_{ct}/4$
$\mathbf{V}_{15k}$	0	0	1	1	1	1	$-v_{ct}/4$	$v_{ct}/4$	$3v_{ct}/4$	$-v_{ct}$	$-v_{ct}/2$
$\mathbf{V}_{16k}$	0	0	0	1	0	1	$-v_{ct}/4$	0	0	$-v_{ct}/4$	0
$\mathbf{V}_{17k}$	0	1	1	1	1	1	0	$v_{ct}/4$	$3v_{ct}/4$	$-3v_{ct}/4$	$-v_{ct}/2$
$\mathbf{V}_{18k}$	0	0	0	1	1	1	$-v_{ct}/4$	0	$3v_{ct}/4$	$-v_{ct}$	$-3v_{ct}/4$
$\mathbf{V}_{19k}$	0	0	0	0	0	1	$-v_{ct}/4$	$-v_{ct}/4$	0	$-v_{ct}/4$	$-v_{ct}/4$
$\mathbf{V}_{20k}$	0	1	0	1	1	1	0	0	$3v_{ct}/4$	$-3v_{ct}/4$	$-3v_{ct}/4$
$\mathbf{V}_{21k}$	0	1	0	0	0	1	0	$-v_{ct}/4$	0	0	$-v_{ct}/4$
$\mathbf{V}_{22k}$	1	1	0	1	1	1	$v_{ct}/4$	0	$3v_{ct}/4$	$-v_{ct}/2$	$-3v_{ct}/4$
$\mathbf{V}_{23k}$	0	0	0	0	1	1	$-v_{ct}/4$	$-v_{ct}/4$	$3v_{ct}/4$	$-v_{ct}$	$-v_{ct}$
$\mathbf{V}_{24k}$	0	1	0	0	1	1	0	$-v_{ct}/4$	$3v_{ct}/4$	$-3v_{ct}/4$	$-v_{ct}$
$\mathbf{V}_{25k}$	1	1	0	0	1	1	$v_{ct}/4$	$-v_{ct}/4$	$3v_{ct}/4$	$-v_{ct}/2$	$-v_{ct}$
$\mathbf{V}_{26k}$	1	1	0	0	0	1	$v_{ct}/4$	$-v_{ct}/4$	0	$v_{ct}/4$	$-v_{ct}/4$

As tensões  $v_{sak}^*$  devem ser escolhidas respeitando-se os limites de  $v_{0ac}^*$  de forma que

$$v_{0ac_{min}}^* \leq v_{0ac}^* \leq v_{0ac_{max}}^* \quad (3.21)$$

onde

$$v_{0ac_{max}}^* = \frac{(v_{Ca}^* + v_{Cc}^*)}{2} - \max\{v_{sa1}^*, v_{sa2}^*, v_{sa3}^*\} \quad (3.22)$$

$$v_{0ac_{min}}^* = -\frac{(v_{Ca}^* + v_{Cc}^*)}{2} - \min\{v_{sa1}^*, v_{sa2}^*, v_{sa3}^*\} \quad (3.23)$$

Tabela 3.6 – Vetores de tensão do plano  $v_{akck} \times v_{bkck}$  para a relação de barramentos CC  
 $v_{ca} = v_{cb} = 3v_{cc}$

$\mathbf{V}_{nk}$	$q_{ak1}$	$q_{ak2}$	$q_{bk1}$	$q_{bk2}$	$q_{ck1}$	$q_{ck2}$	$v_{ak0a}$	$v_{bk0b}$	$v_{ck0c}$	$v_{akck}$	$v_{bkck}$
$\mathbf{V}_{0k}$	0	0	0	0	0	0	$-3v_{ct}/4$	$-3v_{ct}/4$	$-v_{ct}/4$	$-v_{ct}/2$	$-v_{ct}/2$
$\mathbf{V}_{1k}$	0	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0
$\mathbf{V}_{2k}$	1	1	1	1	1	1	$3v_{ct}/4$	$3v_{ct}/4$	$v_{ct}/4$	$v_{ct}/2$	$v_{ct}/2$
$\mathbf{V}_{3k}$	0	1	0	0	0	0	0	$-3v_{ct}/4$	$-v_{ct}/4$	$v_{ct}/4$	$-v_{ct}/2$
$\mathbf{V}_{4k}$	1	1	0	1	0	1	$3v_{ct}/4$	0	0	$3v_{ct}/4$	0
$\mathbf{V}_{5k}$	1	1	0	0	0	0	$3v_{ct}/4$	$-3v_{ct}/4$	$-v_{ct}/4$	$v_{ct}$	$-v_{ct}/2$
$\mathbf{V}_{6k}$	1	1	0	1	0	0	$3v_{ct}/4$	0	$-v_{ct}/4$	$v_{ct}$	$v_{ct}/4$
$\mathbf{V}_{7k}$	0	1	0	1	0	0	0	0	$-v_{ct}/4$	$v_{ct}/4$	$v_{ct}/4$
$\mathbf{V}_{8k}$	1	1	1	1	0	1	$3v_{ct}/4$	$3v_{ct}/4$	0	$3v_{ct}/4$	$3v_{ct}/4$
$\mathbf{V}_{9k}$	0	0	0	1	0	0	$-3v_{ct}/4$	0	$-v_{ct}/4$	$-v_{ct}/2$	$v_{ct}/4$
$\mathbf{V}_{10k}$	0	1	1	1	0	1	0	$3v_{ct}/4$	0	0	$3v_{ct}/4$
$\mathbf{V}_{11k}$	1	1	1	1	0	0	$3v_{ct}/4$	$3v_{ct}/4$	$-v_{ct}/4$	$v_{ct}$	$v_{ct}$
$\mathbf{V}_{12k}$	0	1	1	1	0	0	0	$3v_{ct}/4$	$-v_{ct}/4$	$v_{ct}/4$	$v_{ct}$
$\mathbf{V}_{13k}$	0	0	1	1	0	0	$-3v_{ct}/4$	$3v_{ct}/4$	$-v_{ct}/4$	$-v_{ct}/2$	$v_{ct}$
$\mathbf{V}_{14k}$	0	0	1	1	0	1	$-3v_{ct}/4$	$3v_{ct}/4$	0	$-3v_{ct}/4$	$3v_{ct}/4$
$\mathbf{V}_{15k}$	0	0	1	1	1	1	$-3v_{ct}/4$	$3v_{ct}/4$	$v_{ct}/4$	$-v_{ct}$	$v_{ct}/2$
$\mathbf{V}_{16k}$	0	0	0	1	0	1	$-3v_{ct}/4$	0	0	$-3v_{ct}/4$	0
$\mathbf{V}_{17k}$	0	1	1	1	1	1	0	$3v_{ct}/4$	$v_{ct}/4$	$-v_{ct}/4$	$v_{ct}/2$
$\mathbf{V}_{18k}$	0	0	0	1	1	1	$-3v_{ct}/4$	0	$v_{ct}/4$	$-v_{ct}$	$-v_{ct}/4$
$\mathbf{V}_{19k}$	0	0	0	0	0	1	$-3v_{ct}/4$	$-3v_{ct}/4$	0	$-3v_{ct}/4$	$-3v_{ct}/4$
$\mathbf{V}_{20k}$	0	1	0	1	1	1	0	0	$v_{ct}/4$	$-v_{ct}/4$	$-v_{ct}/4$
$\mathbf{V}_{21k}$	0	1	0	0	0	1	0	$-3v_{ct}/4$	0	0	$-3v_{ct}/4$
$\mathbf{V}_{22k}$	1	1	0	1	1	1	$3v_{ct}/4$	0	$v_{ct}/4$	$v_{ct}/2$	$-v_{ct}/4$
$\mathbf{V}_{23k}$	0	0	0	0	1	1	$-3v_{ct}/4$	$-3v_{ct}/4$	$v_{ct}/4$	$-v_{ct}$	$-v_{ct}$
$\mathbf{V}_{24k}$	0	1	0	0	1	1	0	$-3v_{ct}/4$	$v_{ct}/4$	$-v_{ct}/4$	$-v_{ct}$
$\mathbf{V}_{25k}$	1	1	0	0	1	1	$3v_{ct}/4$	$-3v_{ct}/4$	$v_{ct}/4$	$v_{ct}/2$	$-v_{ct}$
$\mathbf{V}_{26k}$	1	1	0	0	0	1	$3v_{ct}/4$	$-3v_{ct}/4$	0	$3v_{ct}/4$	$-3v_{ct}/4$

Seguindo o mesmo conceito apresentado na seção 2.2.4, a tensão auxiliar,  $v_{0ac}^*$ , pode ser escrita em função do fator de distribuição de roda livre,  $\mu_{0ac}$  ( $0 \leq \mu_{0ac} \leq 1$ ), definido em [109] e [110]. Assim,  $v_{0ac}^*$  pode ser determinada por:

$$v_{0ac}^* = \mu_{0ac} v_{0ac_{max}}^* + (1 - \mu_{0ac}) v_{0ac_{min}}^* \quad (3.24)$$

Fazendo-se uma análise semelhante à já apresentada na seção 2.2.4, percebe-se que, se  $\mu_{0ac} = 0$ , obtém-se os valores mínimos de  $v_{0ac}^*$  e se  $\mu_{0ac} = 1$ , obtém-se os valores máximos de  $v_{0ac}^*$ . Nestes casos, ou um braço do conversor 'A' ou um do conversor 'C', opera com frequência de chaveamento nula. Para  $\mu_{0ac} = 0,5$ , obtém-se valores médios

de  $v_{0ac}^*$ . Neste caso, os pulsos de tensão são centrados na metade do período do sinal da portadora PWM, resultando-se em menores distorções harmônicas das tensões geradas pelos conversores, conforme demonstrado em [109].

Após a escolha de  $\mu_{0ac}$ , calcula-se a variável auxiliar  $v_{0ac}^*$  e em seguida determina-se as tensões  $v_{akck}^*$  a partir de (3.18)-(3.20).

### 3.2.3.2 Determinação de $v_{0bc}^*$ a partir de $v_{sbk}^*$

A determinação das tensões de referência  $v_{bkck}^*$  é feita seguindo o mesmo procedimento adotado na determinação de  $v_{akck}^*$ . A partir de (3.3), usa-se as tensões de referência impostas à MIH,  $v_{sbk}^*$ , para se chegar às seguinte relações:

$$v_{b1c1}^* = v_{sb1}^* + v_{0bc}^* \quad (3.25)$$

$$v_{b2c2}^* = v_{sb2}^* + v_{0bc}^* \quad (3.26)$$

$$v_{b3c3}^* = v_{sb3}^* + v_{0bc}^* \quad (3.27)$$

As tensões  $v_{sbk}^*$  devem ser escolhidas respeitando-se os limites de  $v_{0bc}^*$  de forma que

$$v_{0bc_{min}}^* \leq v_{0bc}^* \leq v_{0bc_{max}}^* \quad (3.28)$$

onde

$$v_{0bc_{max}}^* = \frac{(v_{Cb}^* + v_{Cc}^*)}{2} - \max\{v_{sb1}^*, v_{sb2}^*, v_{sb3}^*\} \quad (3.29)$$

$$v_{0bc_{min}}^* = -\frac{(v_{Cb}^* + v_{Cc}^*)}{2} - \min\{v_{sb1}^*, v_{sb2}^*, v_{sb3}^*\} \quad (3.30)$$

A variável  $v_{0bc}^*$  também deve ser determinada em função do fator de roda livre  $\mu_{0bc}$  ( $0 \leq \mu_{0bc} \leq 1$ ), de tal forma que  $v_{0bc}^*$  pode ser escrito como:

$$v_{0bc}^* = \mu_{0bc} v_{0bc_{max}}^* + (1 - \mu_{0bc}) v_{0bc_{min}}^* \quad (3.31)$$

Seguindo o mesmo critério adotado na determinação  $\mu_{0ac}$ , com fins de obtenção de menores distorções harmônicas [109], escolhe-se  $\mu_{0bc} = 0,5$ .

Após a escolha de  $\mu_{0bc}$ , calcula-se a variável auxiliar  $v_{0bc}^*$  e em seguida determina-se as tensões  $v_{bkck}^*$  a partir de (3.25)-(3.27).

## 3.2.4 Implementação da Estratégia PWM

A técnica de modulação implementada para a topologia proposta é a desenvolvida em [76,77], e utilizada no capítulo 2. As cinco relações de tensões de barramentos, descritas na subseção 3.2.2, serão utilizadas com o objetivo de gerar tensões com a maior quantidade de níveis possíveis e baixo conteúdo harmônico. Os planos vetoriais ( $v_{akck}$  x  $v_{bkck}$ ) obtidos para cada configuração de barramentos serão apresentados e analisados.

### 3.2.4.1 Estratégia SV-PWM

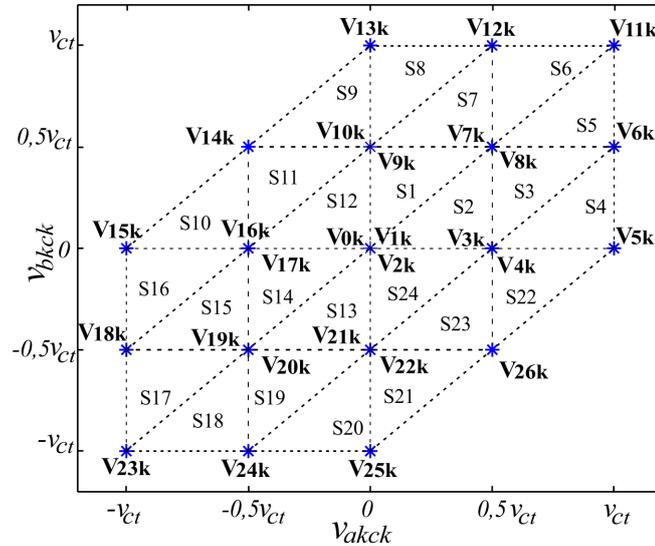
A partir das tensões  $v_{akck}$  e  $v_{bkck}$ , pode-se construir três planos vetoriais  $v_{akck}$  x  $v_{bkck}$ ,  $\{k = 1, 2, 3\}$  idênticos e independentes, para cada configuração de barramentos. Cada plano vetorial é definido de tal forma que a tensão  $v_{akck}$  coincida com o eixo real ( $R_e$ ) e a tensão  $v_{bkck}$  coincida com o eixo imaginário ( $I_m$ ). Desta forma, um vetor de tensão ( $\mathbf{v}_{\mathbf{nk}}^*$ ) no plano  $k$  é representado por  $\mathbf{v}_{\mathbf{nk}}^* = v_{akck}^* + jv_{bkck}^*$  ( $j = \sqrt{-1}$ ).

Na Figura 3.2 mostra-se o diagrama vetorial para a relação de barramentos  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ , construído com as informações contidas na Tabela 3.2. Os triângulos, cujos vértices são os vetores de tensão, formam os setores, designados por 'SX' ( $X=1,2,\dots,24$ ). Qualquer vetor no plano  $v_{akck}$  x  $v_{bkck}$  pode ser representado por  $\mathbf{v}_{\mathbf{nk}} = v_{akck} + jv_{bkck}$  ( $n = 0,1,2,\dots,27$ ). Observa-se na Figura 3.2 que a operação com tensões de barramentos iguais gera tensões  $v_{akck}$  e  $v_{bkck}$  com cinco níveis. Observa-se ainda, que não há saltos de níveis de tensão entre os vetores que formam os setores. Tomando-se o setor S3, como exemplo, verifica-se que o triângulo retângulo que forma este setor é composto pelos vetores  $\mathbf{v}_{3\mathbf{k}}$  ou  $\mathbf{v}_{4\mathbf{k}}$ ,  $\mathbf{v}_{7\mathbf{k}}$  ou  $\mathbf{v}_{8\mathbf{k}}$  e  $\mathbf{v}_{6\mathbf{k}}$ . As componentes destes vetores no eixo  $v_{akck}$  são  $0,5v_{ct}$  e  $v_{ct}$ . No eixo  $v_{bkck}$  as componentes são 0 e  $0,5v_{ct}$ . Não há, portanto, níveis intermediários entre as componentes que formam o referido setor.

Uma diferença básica entre este diagrama vetorial, e o diagrama vetorial apresentado na Figura 2.3, é a presença dos vetores  $\mathbf{v}_{14\mathbf{k}}$  ( $-0,5v_{ct} + j0,5v_{ct}$ ) e o vetor  $\mathbf{v}_{26\mathbf{k}}$  ( $0,5v_{ct} - j0,5v_{ct}$ ). Com estes dois vetores adicionais, é possível gerar tensões de fase,  $v_{sak}$  e  $v_{sbk}$  sem saltos de níveis para acionamento de uma MIH com  $\alpha = 30^\circ$ , conforme mostrado no diagrama de trajetórias dos vetores de tensões de referência para as MIH com  $\alpha = 0^\circ$ ,  $\alpha = 30^\circ$  e  $\alpha = 60^\circ$ , apresentado na Figura 3.3. Para a MIH com  $\alpha = 60^\circ$ , percebe-se que, mesmo com os vetores adicionais, a trajetória dos vetores de referência permanece passando fora da área útil para a sua síntese. A solução, para este caso, permanece sendo aumentar a tensão dos barramentos, como foi feito no capítulo 2. Para uma MIH com  $\alpha = 0^\circ$ , não há restrições, dado que a trajetória dos vetores de referência, para este caso, é a diagonal principal.

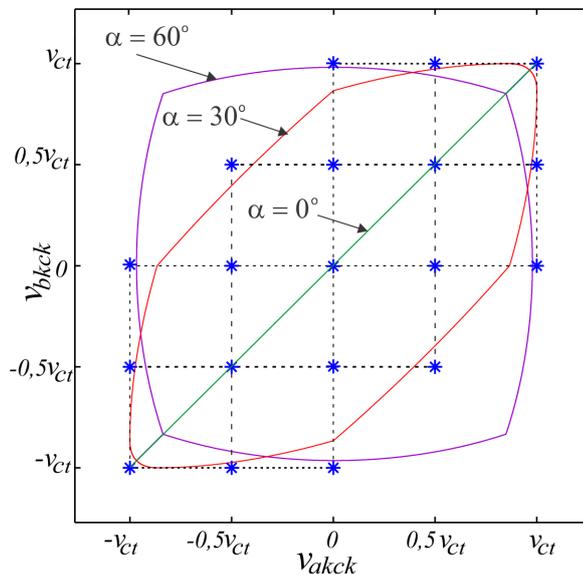
Na Figura 3.4 são mostrados os quatro diagramas vetoriais  $v_{akck}$  x  $v_{bkck}$  gerados a partir das relações das tensões de barramentos  $v_{ca} = v_{cb} = (1/2)v_{cc}$ ,  $v_{ca} = v_{cb} = 2v_{cc}$ ,  $v_{ca} = v_{cb} = (1/3)v_{cc}$  e  $v_{ca} = v_{cb} = 3v_{cc}$ . Nestes diagramas, percebe-se que existem saltos de níveis em setores específicos. Por exemplo, em referência à Figura 3.4a, a ausência dos vetores  $\mathbf{v}_{\mathbf{nk}}=0 + j(2/3)v_{ct}$ ,  $\mathbf{v}_{\mathbf{nk}}=-(2/3)v_{ct} + j0$ ,  $\mathbf{v}_{\mathbf{nk}}=0 - j(2/3)v_{ct}$  e  $\mathbf{v}_{\mathbf{nk}}=(2/3)v_{ct} + j0$ , provoca saltos de níveis de tensões quando o vetor tensão de referência passa pelas regiões onde estes vetores são necessários para a sua síntese. Neste diagrama, percebe-se, no entanto, que os vetores da diagonal principal são igualmente espaçados. Assim sendo, esta configuração de barramentos é adequada para o acionamento de uma MIH com  $\alpha = 0^\circ$ .

Figura 3.2 – Plano vetorial para relação entre os barramentos  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ .



Fonte: Próprio autor

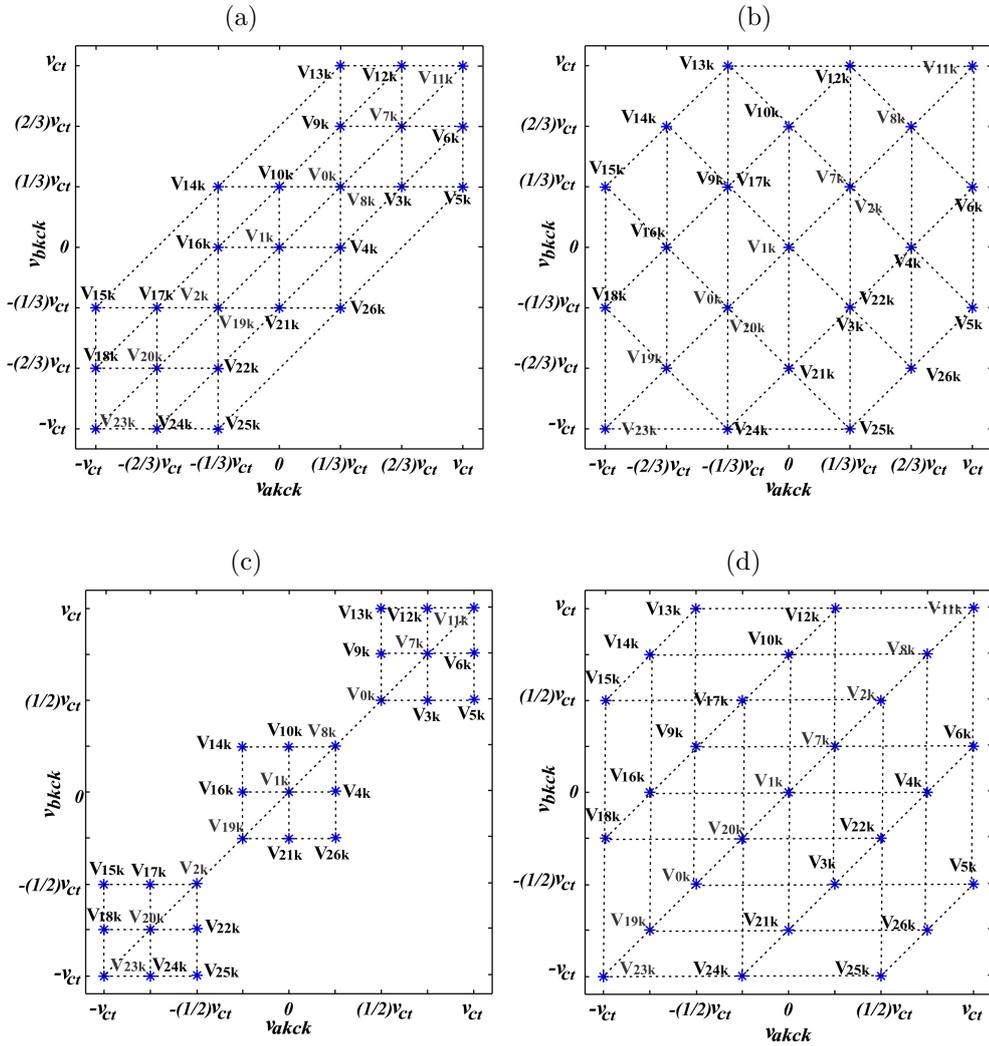
Figura 3.3 – Trajetórias dos vetores  $\mathbf{v}_{nk}^*$  para  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ .



Fonte: Próprio autor

O mesmo raciocínio é feito para os diagramas vetoriais das Figuras 3.4b, 3.4c e 3.4d. Fora da diagonal principal existem setores com saltos de níveis, o que compromete a distorção harmônica das tensões e correntes geradas. Neste contexto, conforme detalhado na subseção 2.2.5, as operações do sistema com as configurações de barramentos  $v_{ca} = v_{cb} = (1/2)v_{cc}$ ,  $v_{ca} = v_{cb} = 2v_{cc}$ ,  $v_{ca} = v_{cb} = (1/3)v_{cc}$  e  $v_{ca} = v_{cb} = 3v_{cc}$  são adequadas para acionamento de MIH com  $\alpha = 0^\circ$ , onde apenas os vetores da diagonal de cada plano

Figura 3.4 – Planos vetoriais para a topologia INV-OEW-NPC. (a)  $v_{ca} = v_{cb} = (1/2)v_{cc}$ . (b)  $v_{ca} = v_{cb} = 2v_{cc}$ . (c)  $v_{ca} = v_{cb} = (1/3)v_{cc}$ . (d)  $v_{ca} = v_{cb} = 3v_{cc}$ .



Fonte: Próprio autor

vetorial são utilizados.

Para a síntese da tensão de referência, é preciso identificar a localização do vetor  $\mathbf{v}_{nk}^*$  no plano vetorial. Na Figura 3.5, são mostradas as equações das retas que delimitam os setores dos planos vetoriais. Os testes lógicos utilizados pelo algoritmo para determinação da localização do vetor de referência nos planos vetoriais são mostrados na Tabela 3.7.

Com o objetivo de fazer o balanceamento das tensões dos capacitores dos barramentos CC, foi feito o estudo do comportamento de carga e descarga dos capacitores dos barramentos, em função do sentido das correntes dos conversores, conforme apresentado na Figura 3.6. Na Figura 3.6a, são mostrados os estados de carga dos capacitores para  $i_c \geq 0$ , enquanto na Figura 3.6b, mostram-se os estados para  $i_{ck} < 0$ . Os retângulos ao

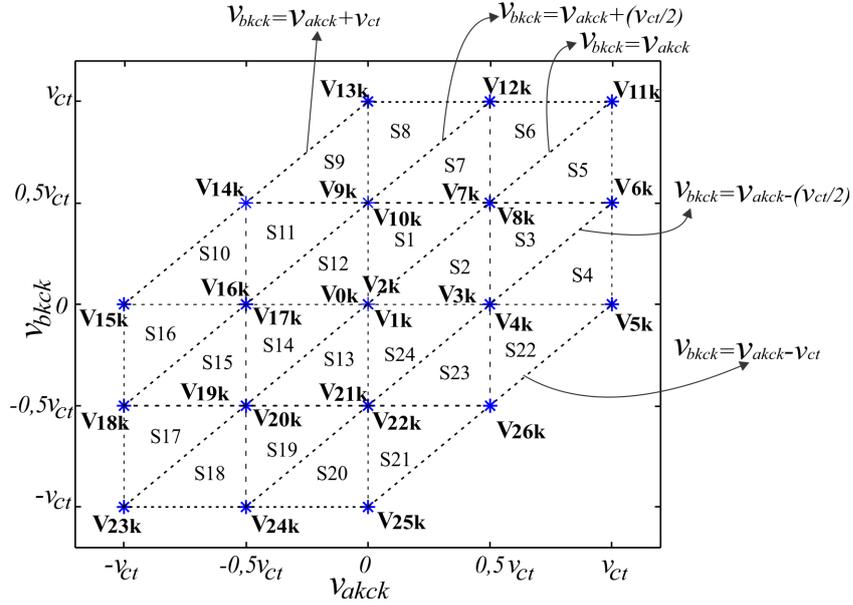
Figura 3.5 – Identificação dos setores com  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ .


Tabela 3.7 – Identificação dos setores.

Testes lógicos			Setor
se	&	se	
$0 \leq v_{akck}^* < v_{ct}/2$		$0 \leq v_{bkck}^* < v_{ct}/2$	$v_{bkck}^* \geq v_{akck}^*$
$0 \leq v_{akck}^* < v_{ct}/2$		$0 \leq v_{bkck}^* < v_{ct}/2$	$v_{bkck}^* < v_{akck}^*$
$v_{ct}/2 \leq v_{akck}^* \leq v_{ct}$		$0 \leq v_{bkck}^* < v_{ct}/2$	$v_{bkck}^* \geq v_{akck}^* - v_{ct}/2$
$v_{ct}/2 \leq v_{akck}^* \leq v_{ct}$		$0 \leq v_{bkck}^* < v_{ct}/2$	$v_{bkck}^* < v_{akck}^* - v_{ct}/2$
$v_{ct}/2 \leq v_{akck}^* \leq v_{ct}$		$v_{ct}/2 \leq v_{bkck}^* \leq v_{ct}$	$v_{bkck}^* < v_{akck}^*$
$v_{ct}/2 \leq v_{akck}^* \leq v_{ct}$		$v_{ct}/2 \leq v_{bkck}^* \leq v_{ct}$	$v_{bkck}^* \geq v_{akck}^*$
$0 \leq v_{akck}^* < v_{ct}/2$		$v_{ct}/2 \leq v_{bkck}^* \leq v_{ct}$	$v_{bkck}^* < v_{akck}^* + v_{ct}/2$
$0 \leq v_{akck}^* < v_{ct}/2$		$v_{ct}/2 \leq v_{bkck}^* \leq v_{ct}$	$v_{bkck}^* \geq v_{akck}^* + v_{ct}/2$
$-v_{ct}/2 \leq v_{akck}^* < 0$		$v_{ct}/2 \leq v_{bkck}^* < v_{ct}$	$v_{bkck}^* < v_{akck}^* + v_{ct}$
$-v_{ct} \leq v_{akck}^* < -v_{ct}/2$		$0 \leq v_{bkck}^* < v_{ct}/2$	$v_{bkck}^* < v_{akck}^* + v_{ct}$
$-v_{ct}/2 \leq v_{akck}^* < 0$		$0 \leq v_{bkck}^* < v_{ct}/2$	$v_{bkck}^* \geq v_{akck}^* + v_{ct}/2$
$-v_{ct}/2 \leq v_{akck}^* < 0$		$0 \leq v_{bkck}^* < v_{ct}/2$	$v_{bkck}^* < v_{akck}^* + v_{ct}/2$
$-v_{ct}/2 \leq v_{akck}^* < 0$		$-v_{ct}/2 \leq v_{bkck}^* < 0$	$v_{bkck}^* < v_{akck}^*$
$-v_{ct}/2 \leq v_{akck}^* < 0$		$-v_{ct}/2 \leq v_{bkck}^* < 0$	$v_{bkck}^* \geq v_{akck}^*$
$-v_{ct} \leq v_{akck}^* < -v_{ct}/2$		$-v_{ct}/2 \leq v_{bkck}^* < 0$	$v_{bkck}^* < v_{akck}^* + v_{ct}/2$
$-v_{ct} \leq v_{akck}^* < -v_{ct}/2$		$-v_{ct}/2 \leq v_{bkck}^* < 0$	$v_{bkck}^* \geq v_{akck}^* + v_{ct}/2$
$-v_{ct} \leq v_{akck}^* < -v_{ct}/2$		$-v_{ct} \leq v_{bkck}^* < -v_{ct}/2$	$v_{bkck}^* \geq v_{akck}^*$
$-v_{ct} \leq v_{akck}^* < -v_{ct}/2$		$-v_{ct} \leq v_{bkck}^* < -v_{ct}/2$	$v_{bkck}^* < v_{akck}^*$
$-v_{ct}/2 \leq v_{akck}^* < 0$		$-v_{ct}/2 \leq v_{bkck}^* \leq -v_{ct}$	$v_{bkck}^* \geq v_{akck}^* - v_{ct}/2$
$-v_{ct}/2 \leq v_{akck}^* < 0$		$-v_{ct} \leq v_{bkck}^* \leq -v_{ct}/2$	$v_{bkck}^* < v_{akck}^* - v_{ct}/2$
$0 \leq v_{akck}^* < v_{ct}/2$		$-v_{ct} \leq v_{bkck}^* < -v_{ct}/2$	$v_{bkck}^* \geq v_{akck}^* - v_{ct}$
$v_{ct}/2 \leq v_{akck}^* < v_{ct}$		$-v_{ct}/2 \leq v_{bkck}^* < 0$	$v_{bkck}^* \geq v_{akck}^* - v_{ct}$
$0 \leq v_{akck}^* < v_{ct}/2$		$-v_{ct}/2 \leq v_{bkck}^* < 0$	$v_{bkck}^* < v_{akck}^* - v_{ct}/2$
$0 \leq v_{akck}^* < v_{ct}/2$		$-v_{ct}/2 \leq v_{bkck}^* < 0$	$v_{bkck}^* \geq v_{akck}^* - v_{ct}/2$

lado de cada vetor ilustram a situação de carregamento dos três barramentos, quando do uso do referido vetor. O primeiro retângulo se refere ao barramento do conversor 'A', o segundo ao barramento do conversor 'B' e o terceiro, ao barramento do conversor 'C'. O sinal '+' significa que o capacitor está sendo carregado. O sinal '-' indica que o capacitor está sendo descarregado e o sinal '0' indica que o estado de carga não é alterado.

Tomando-se como exemplo o vetor  $\mathbf{v}_{15k}$ , considerando-se  $i_{ck} \geq 0$ , pode-se afirmar que no barramento do conversor 'A', o capacitor superior não tem variação de carga ('0') e o capacitor inferior é carregado ('+'). No barramento do conversor 'B', o capacitor superior é descarregado ('-'), enquanto o capacitor inferior permanece com carga inalterada ('0'). Para o barramento do conversor 'C', o capacitor superior é carregado ('+') e o capacitor inferior permanece com a mesma carga ('0'). Estas informações, juntamente com a análise do chaveamento mínimo, compõem a decisão sobre a sequência de aplicação dos vetores em cada setor.

### 3.2.4.2 Sequência de Vetores

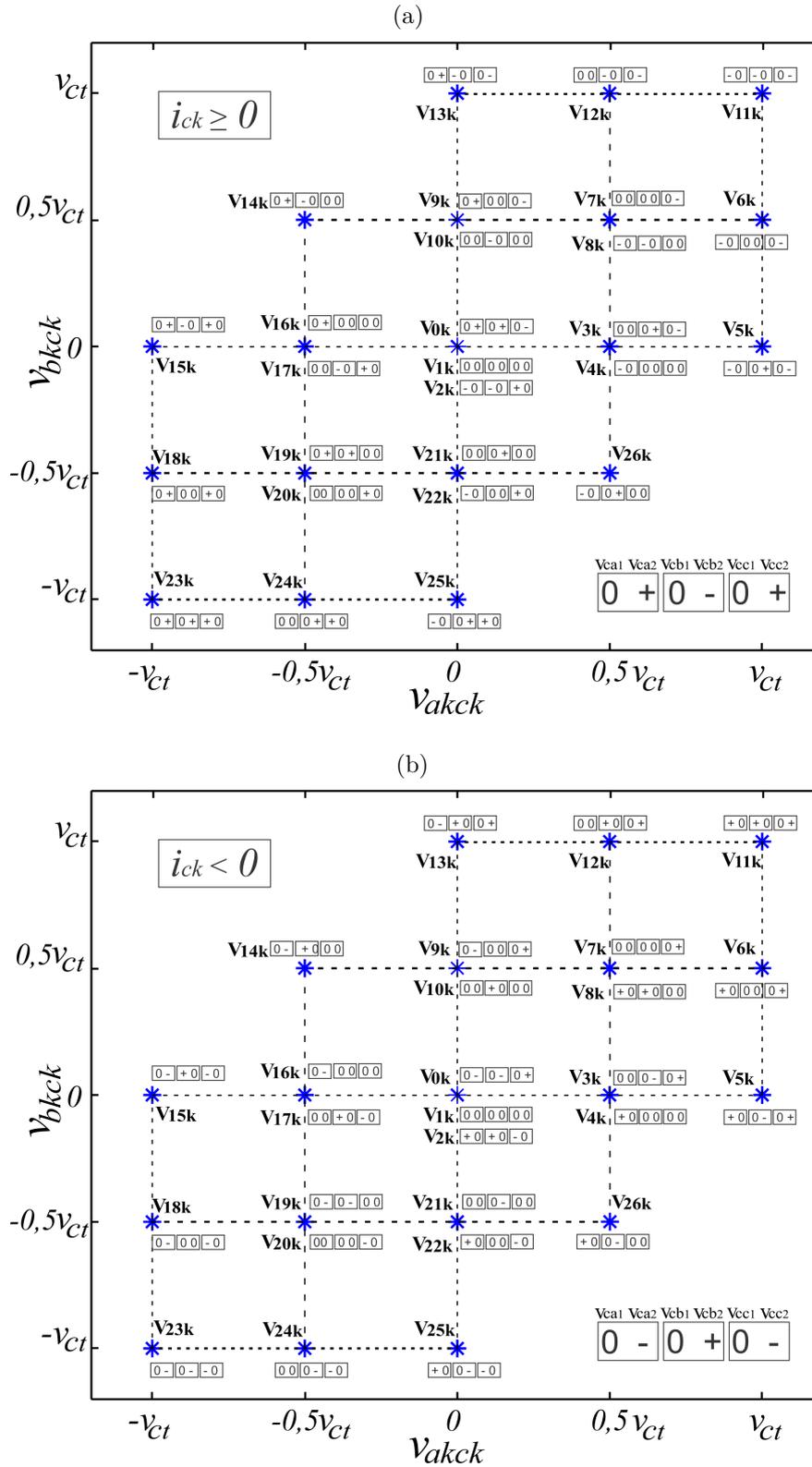
A sequência de aplicação dos vetores em cada setor deve ser feita considerando-se os seus efeitos em termos de distorção harmônica, perdas de potência por chaveamento, assim como no balanceamento das tensões dos capacitores dos barramentos. Na Tabela 3.8 mostra-se as sequências de aplicação dos vetores de tensão, aplicados simetricamente em relação à metade do período de amostragem ( $T/2$ ), para cada setor da configuração com  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ , para uma MIH com  $\alpha = 30^\circ$  ou  $\alpha = 60^\circ$ . O critério utilizado para a escolha da sequência foi o de menor número de mudança de estado de cada chave, com o intuito de diminuir as perdas de chaveamento e diminuir a distorção harmônica.

Nas Tabelas 3.9 e 3.10, são mostradas as sequências de aplicação dos vetores, levando-se em consideração o balanceamento das tensões dos barramentos. Nestas tabelas, as variáveis 'cond 1', 'cond 2', 'cond 3' e 'cond 4' estão associadas às medições das tensões dos capacitores dos barramentos 'A' e 'B', da seguinte forma:

- Se  $v_{ca1} \geq v_{ca2}$  e  $v_{cb1} \geq v_{cb2} \rightarrow$  [cond 1];
- Se  $v_{ca1} \geq v_{ca2}$  e  $v_{cb1} < v_{cb2} \rightarrow$  [cond 2];
- Se  $v_{ca1} < v_{ca2}$  e  $v_{cb1} \geq v_{cb2} \rightarrow$  [cond 3];
- Se  $v_{ca1} < v_{ca2}$  e  $v_{cb1} < v_{cb2} \rightarrow$  [cond 4].

Sabendo-se que para as configurações com tensões de barramentos  $v_{ca} = v_{cb} = (1/2)v_{cc}$ ,  $v_{ca} = v_{cb} = 2v_{cc}$ ,  $v_{ca} = v_{cb} = (1/3)v_{cc}$  e  $v_{ca} = v_{cb} = 3v_{cc}$ , as MIH utilizadas têm  $\alpha = 0^\circ$ , e que somente os vetores da diagonal principal dos diagramas vetoriais correspondentes são utilizados, as sequências de aplicações do vetores segue o padrão

Figura 3.6 – Diagrama de cargas dos barramentos com  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ . (a)  $i_{ck} \geq 0$ . (b)  $i_{ck} < 0$ .



Fonte: Próprio autor

Tabela 3.8 – Sequências de aplicações dos vetores para relação de barramentos CC  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ , considerando-se o critério do chaveamento mínimo

Setor	Vetores	Sequência de aplicação
S1	$V_{0k}, V_{1k}, V_{2k}, V_{7k}, V_{8k}, V_{9k}, V_{10k}$	$V_{0k} \rightarrow V_{9k} \rightarrow V_{7k} \rightarrow V_{9k} \rightarrow V_{0k}$
S2	$V_{0k}, V_{1k}, V_{2k}, V_{3k}, V_{4k}, V_{7k}, V_{8k}$	$V_{0k} \rightarrow V_{3k} \rightarrow V_{7k} \rightarrow V_{3k} \rightarrow V_{0k}$
S3	$V_{3k}, V_{4k}, V_{6k}, V_{7k}, V_{8k}$	$V_{3k} \rightarrow V_{7k} \rightarrow V_{6k} \rightarrow V_{7k} \rightarrow V_{3k}$
S4	$V_{3k}, V_{4k}, V_{5k}, V_{6k}$	$V_{3k} \rightarrow V_{5k} \rightarrow V_{6k} \rightarrow V_{5k} \rightarrow V_{3k}$
S5	$V_{6k}, V_{7k}, V_{8k}, V_{11k}$	$V_{7k} \rightarrow V_{6k} \rightarrow V_{11k} \rightarrow V_{6k} \rightarrow V_{7k}$
S6	$V_{7k}, V_{8k}, V_{1k}, V_{12k}$	$V_{7k} \rightarrow V_{12k} \rightarrow V_{11k} \rightarrow V_{12k} \rightarrow V_{7k}$
S7	$V_{7k}, V_{8k}, V_{9k}, V_{10k}, V_{12k}$	$V_{9k} \rightarrow V_{7k} \rightarrow V_{12k} \rightarrow V_{7k} \rightarrow V_{9k}$
S8	$V_{9k}, V_{10k}, V_{12k}, V_{13k}$	$V_{9k} \rightarrow V_{13k} \rightarrow V_{12k} \rightarrow V_{13k} \rightarrow V_{9k}$
S9	$V_{9k}, V_{10k}, V_{13k}, V_{14k}$	$V_{14k} \rightarrow V_{10k} \rightarrow V_{13k} \rightarrow V_{10k} \rightarrow V_{14k}$
S10	$V_{14k}, V_{15k}, V_{16k}, V_{17k}$	$V_{15k} \rightarrow V_{17k} \rightarrow V_{14k} \rightarrow V_{17k} \rightarrow V_{15k}$
S11	$V_{9k}, V_{10k}, V_{14k}, V_{16k}, V_{17k}$	$V_{16k} \rightarrow V_{14k} \rightarrow V_{10k} \rightarrow V_{14k} \rightarrow V_{16k}$
S12	$V_{0k}, V_{1k}, V_{2k}, V_{9k}, V_{10k}, V_{16k}, V_{17k}$	$V_{16k} \rightarrow V_{1k} \rightarrow V_{10k} \rightarrow V_{1k} \rightarrow V_{16k}$
S13	$V_{0k}, V_{1k}, V_{2k}, V_{19k}, V_{20k}, V_{21k}, V_{22k}$	$V_{19k} \rightarrow V_{21k} \rightarrow V_{1k} \rightarrow V_{21k} \rightarrow V_{19k}$
S14	$V_{0k}, V_{1k}, V_{2k}, V_{16k}, V_{17k}, V_{19k}, V_{20k}$	$V_{19k} \rightarrow V_{16k} \rightarrow V_{1k} \rightarrow V_{16k} \rightarrow V_{19k}$
S15	$V_{16k}, V_{17k}, V_{18k}, V_{19k}, V_{20k}$	$V_{18k} \rightarrow V_{20k} \rightarrow V_{17k} \rightarrow V_{20k} \rightarrow V_{18k}$
S16	$V_{15k}, V_{16k}, V_{17k}, V_{18k}$	$V_{18k} \rightarrow V_{15k} \rightarrow V_{17k} \rightarrow V_{15k} \rightarrow V_{18k}$
S17	$V_{18k}, V_{19k}, V_{20k}, V_{23k}$	$V_{23k} \rightarrow V_{18k} \rightarrow V_{20k} \rightarrow V_{18k} \rightarrow V_{23k}$
S18	$V_{19k}, V_{20k}, V_{23k}, V_{24k}$	$V_{23k} \rightarrow V_{24k} \rightarrow V_{20k} \rightarrow V_{24k} \rightarrow V_{23k}$
S19	$V_{19k}, V_{20k}, V_{21k}, V_{24k}$	$V_{24k} \rightarrow V_{20k} \rightarrow V_{22k} \rightarrow V_{20k} \rightarrow V_{24k}$
S20	$V_{21k}, V_{22k}, V_{24k}, V_{25k}$	$V_{24k} \rightarrow V_{25k} \rightarrow V_{22k} \rightarrow V_{25k} \rightarrow V_{24k}$
S21	$V_{21k}, V_{22k}, V_{25k}, V_{26k}$	$V_{25k} \rightarrow V_{22k} \rightarrow V_{26k} \rightarrow V_{22k} \rightarrow V_{25k}$
S22	$V_{3k}, V_{4k}, V_{5k}, V_{26k}$	$V_{26k} \rightarrow V_{4k} \rightarrow V_{5k} \rightarrow V_{4k} \rightarrow V_{26k}$
S23	$V_{3k}, V_{4k}, V_{21k}, V_{22k}, V_{26k}$	$V_{21k} \rightarrow V_{26k} \rightarrow V_{4k} \rightarrow V_{26k} \rightarrow V_{21k}$
S24	$V_{0k}, V_{1k}, V_{2k}, V_{3k}, V_{4k}, V_{21k}, V_{22k}$	$V_{21k} \rightarrow V_{1k} \rightarrow V_{4k} \rightarrow V_{1k} \rightarrow V_{21k}$

convencional de LS-PWM em uma reta, da mesma forma como foi apresentado na subseção 2.2.5.2.

### 3.2.4.3 Estratégia LS-PWM

A implementação da técnica SV-PWM apresentada é feita através da aplicação de uma estratégia LS-PWM equivalente que foi desenvolvida e apresentada em [77]. Nesta técnica, as portadoras triangulares são comparadas com duas tensões de referência simultaneamente ( $v_{akck}^*$  e  $v_{bkck}^*$ ).

Tomando-se como exemplo o diagrama vetorial apresentado na Figura 3.2, a definição dos estados das chaves de potência é feita através da comparação das tensões de referência  $v_{akck}^*$  e  $v_{bkck}^*$  com as quatro portadoras triangulares de alta frequência que são localizadas entre os níveis gerados pela configuração proposta, conforme ilustrado na Figura 3.7. A primeira portadora,  $v_{t1}$ , é definida entre os níveis  $-v_{Ct}$  e  $-0,5v_{Ct}$ , a segunda portadora,  $v_{t2}$ , entre os níveis  $-0,5v_{Ct}$  e  $0$ , a terceira,  $v_{t3}$ , entre os níveis  $0$  e  $0,5v_{Ct}$  e a última,  $v_{t4}$ , entre os níveis  $0,5v_{Ct}$  e  $v_{Ct}$ .

Tabela 3.9 – Sequências de aplicações dos vetores para relação de barramentos CC  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ , considerando-se o critério de balanceamento das tensões dos barramentos. Setores S1 - S12

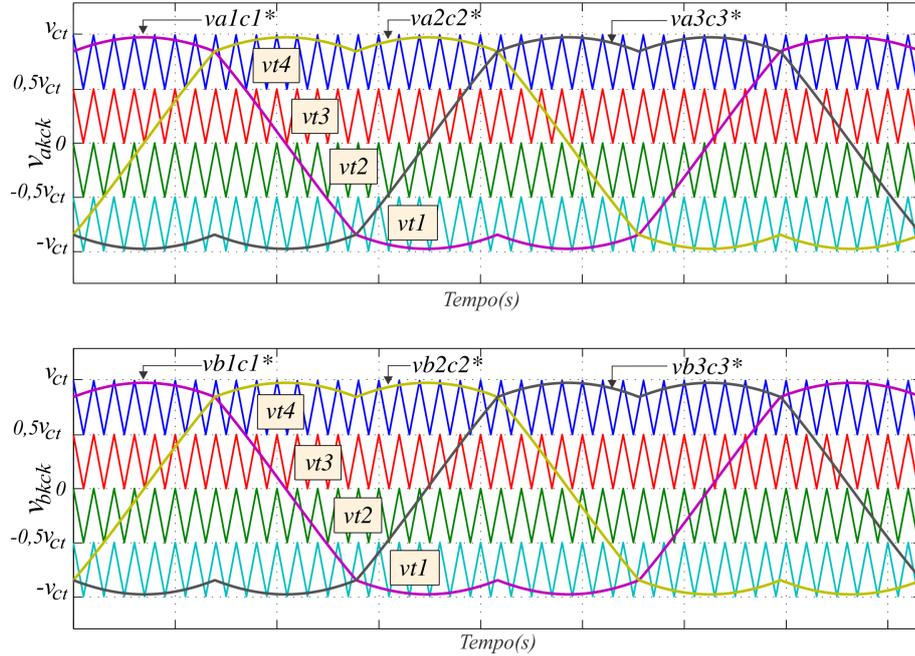
Setor	$i_{ck} \geq 0$	$i_{ck} < 0$	Sequência de Aplicação
S1	cond 1	cond 4	$V_{0k} \rightarrow V_{9k} \rightarrow V_{7k} \rightarrow V_{9k} \rightarrow V_{0k}$
	cond 2	cond 3	$V_{1k} \rightarrow V_{9k} \rightarrow V_{7k} \rightarrow V_{9k} \rightarrow V_{1k}$
	cond 3	cond 2	$V_{1k} \rightarrow V_{10k} \rightarrow V_{7k} \rightarrow V_{10k} \rightarrow V_{1k}$
	cond 4	cond 1	$V_{1k} \rightarrow V_{10k} \rightarrow V_{7k} \rightarrow V_{10k} \rightarrow V_{1k}$
S2	cond 1	cond 4	$V_{2k} \rightarrow V_{4k} \rightarrow V_{8k} \rightarrow V_{4k} \rightarrow V_{2k}$
	cond 2	cond 3	$V_{1k} \rightarrow V_{4k} \rightarrow V_{7k} \rightarrow V_{4k} \rightarrow V_{1k}$
	cond 3	cond 2	$V_{1k} \rightarrow V_{3k} \rightarrow V_{7k} \rightarrow V_{3k} \rightarrow V_{1k}$
	cond 4	cond 1	$V_{1k} \rightarrow V_{3k} \rightarrow V_{7k} \rightarrow V_{3k} \rightarrow V_{1k}$
S3	cond 1	cond 4	$V_{4k} \rightarrow V_{8k} \rightarrow V_{6k} \rightarrow V_{8k} \rightarrow V_{4k}$
	cond 2	cond 3	$V_{4k} \rightarrow V_{7k} \rightarrow V_{6k} \rightarrow V_{7k} \rightarrow V_{4k}$
	cond 3	cond 2	$V_{3k} \rightarrow V_{7k} \rightarrow V_{6k} \rightarrow V_{7k} \rightarrow V_{3k}$
	cond 4	cond 1	$V_{3k} \rightarrow V_{7k} \rightarrow V_{6k} \rightarrow V_{7k} \rightarrow V_{3k}$
S4	cond 1	cond 4	$V_{3k} \rightarrow V_{5k} \rightarrow V_{6k} \rightarrow V_{5k} \rightarrow V_{3k}$
	cond 2	cond 3	$V_{4k} \rightarrow V_{5k} \rightarrow V_{6k} \rightarrow V_{5k} \rightarrow V_{4k}$
	cond 3	cond 2	$V_{3k} \rightarrow V_{5k} \rightarrow V_{6k} \rightarrow V_{5k} \rightarrow V_{3k}$
	cond 4	cond 1	$V_{3k} \rightarrow V_{5k} \rightarrow V_{6k} \rightarrow V_{5k} \rightarrow V_{3k}$
S5	cond 1	cond 4	$V_{8k} \rightarrow V_{6k} \rightarrow V_{11k} \rightarrow V_{6k} \rightarrow V_{8k}$
	cond 2	cond 3	$V_{7k} \rightarrow V_{6k} \rightarrow V_{11k} \rightarrow V_{6k} \rightarrow V_{7k}$
	cond 3	cond 2	$V_{7k} \rightarrow V_{6k} \rightarrow V_{11k} \rightarrow V_{6k} \rightarrow V_{7k}$
	cond 4	cond 1	$V_{7k} \rightarrow V_{6k} \rightarrow V_{11k} \rightarrow V_{6k} \rightarrow V_{7k}$
S6	cond 1	cond 4	$V_{8k} \rightarrow V_{12k} \rightarrow V_{11k} \rightarrow V_{12k} \rightarrow V_{8k}$
	cond 2	cond 3	$V_{7k} \rightarrow V_{12k} \rightarrow V_{11k} \rightarrow V_{12k} \rightarrow V_{7k}$
	cond 3	cond 2	$V_{7k} \rightarrow V_{12k} \rightarrow V_{11k} \rightarrow V_{12k} \rightarrow V_{7k}$
	cond 4	cond 1	$V_{7k} \rightarrow V_{12k} \rightarrow V_{11k} \rightarrow V_{12k} \rightarrow V_{7k}$
S7	cond 1	cond 4	$V_{9k} \rightarrow V_{8k} \rightarrow V_{12k} \rightarrow V_{8k} \rightarrow V_{9k}$
	cond 2	cond 3	$V_{9k} \rightarrow V_{7k} \rightarrow V_{12k} \rightarrow V_{7k} \rightarrow V_{9k}$
	cond 3	cond 2	$V_{10k} \rightarrow V_{7k} \rightarrow V_{12k} \rightarrow V_{7k} \rightarrow V_{10k}$
	cond 4	cond 1	$V_{9k} \rightarrow V_{7k} \rightarrow V_{12k} \rightarrow V_{9k} \rightarrow V_{7k}$
S8	cond 1	cond 4	$V_{9k} \rightarrow V_{13k} \rightarrow V_{12k} \rightarrow V_{13k} \rightarrow V_{9k}$
	cond 2	cond 3	$V_{9k} \rightarrow V_{13k} \rightarrow V_{12k} \rightarrow V_{13k} \rightarrow V_{9k}$
	cond 3	cond 2	$V_{10k} \rightarrow V_{13k} \rightarrow V_{12k} \rightarrow V_{13k} \rightarrow V_{10k}$
	cond 4	cond 1	$V_{9k} \rightarrow V_{13k} \rightarrow V_{12k} \rightarrow V_{13k} \rightarrow V_{9k}$
S9	cond 1	cond 4	$V_{14k} \rightarrow V_{10k} \rightarrow V_{13k} \rightarrow V_{10k} \rightarrow V_{14k}$
	cond 2	cond 3	$V_{14k} \rightarrow V_{9k} \rightarrow V_{13k} \rightarrow V_{9k} \rightarrow V_{14k}$
	cond 3	cond 2	$V_{14k} \rightarrow V_{10k} \rightarrow V_{13k} \rightarrow V_{10k} \rightarrow V_{14k}$
	cond 4	cond 1	$V_{14k} \rightarrow V_{10k} \rightarrow V_{13k} \rightarrow V_{10k} \rightarrow V_{14k}$
S10	cond 1	cond 4	$V_{15k} \rightarrow V_{17k} \rightarrow V_{14k} \rightarrow V_{17k} \rightarrow V_{15k}$
	cond 2	cond 3	$V_{15k} \rightarrow V_{16k} \rightarrow V_{14k} \rightarrow V_{16k} \rightarrow V_{15k}$
	cond 3	cond 2	$V_{15k} \rightarrow V_{17k} \rightarrow V_{14k} \rightarrow V_{17k} \rightarrow V_{15k}$
	cond 4	cond 1	$V_{15k} \rightarrow V_{17k} \rightarrow V_{14k} \rightarrow V_{17k} \rightarrow V_{15k}$
S11	cond 1	cond 4	$V_{16k} \rightarrow V_{14k} \rightarrow V_{10k} \rightarrow V_{14k} \rightarrow V_{16k}$
	cond 2	cond 3	$V_{16k} \rightarrow V_{14k} \rightarrow V_{9k} \rightarrow V_{14k} \rightarrow V_{16k}$
	cond 3	cond 2	$V_{17k} \rightarrow V_{14k} \rightarrow V_{10k} \rightarrow V_{14k} \rightarrow V_{17k}$
	cond 4	cond 1	$V_{16k} \rightarrow V_{14k} \rightarrow V_{10k} \rightarrow V_{14k} \rightarrow V_{16k}$
S12	cond 1	cond 4	$V_{16k} \rightarrow V_{0k} \rightarrow V_{10k} \rightarrow V_{0k} \rightarrow V_{16k}$
	cond 2	cond 3	$V_{16k} \rightarrow V_{1k} \rightarrow V_{9k} \rightarrow V_{1k} \rightarrow V_{16k}$
	cond 3	cond 2	$V_{17k} \rightarrow V_{1k} \rightarrow V_{10k} \rightarrow V_{1k} \rightarrow V_{17k}$
	cond 4	cond 1	$V_{16k} \rightarrow V_{1k} \rightarrow V_{10k} \rightarrow V_{1k} \rightarrow V_{16k}$

O uso de portadoras triangulares garante que a aplicação dos vetores é realizada simetricamente em relação à metade do período de amostragem ( $T/2$ ). Os tempos de aplicação dos vetores derivam das comparações entre as portadoras de alta frequência e as

Tabela 3.10 – Sequências de aplicações dos vetores para relação de barramentos CC  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ , considerando-se o critério de balanceamento das tensões dos barramentos. Setores S13 - S24

Setor	$i_{ck} \geq 0$	$i_{ck} < 0$	Sequência de Aplicação
S13	cond 1	cond 4	$V_{19k} \rightarrow V_{21k} \rightarrow V_{0k} \rightarrow V_{21k} \rightarrow V_{19k}$
	cond 2	cond 3	$V_{20k} \rightarrow V_{22k} \rightarrow V_{1k} \rightarrow V_{22k} \rightarrow V_{20k}$
	cond 3	cond 2	$V_{20k} \rightarrow V_{21k} \rightarrow V_{1k} \rightarrow V_{21k} \rightarrow V_{20k}$
	cond 4	cond 1	$V_{20k} \rightarrow V_{22k} \rightarrow V_{1k} \rightarrow V_{22k} \rightarrow V_{20k}$
S14	cond 1	cond 4	$V_{19k} \rightarrow V_{16k} \rightarrow V_{2k} \rightarrow V_{16k} \rightarrow V_{19k}$
	cond 2	cond 3	$V_{20k} \rightarrow V_{16k} \rightarrow V_{1k} \rightarrow V_{16k} \rightarrow V_{20k}$
	cond 3	cond 2	$V_{20k} \rightarrow V_{17k} \rightarrow V_{1k} \rightarrow V_{17k} \rightarrow V_{20k}$
	cond 4	cond 1	$V_{20k} \rightarrow V_{17k} \rightarrow V_{1k} \rightarrow V_{17k} \rightarrow V_{20k}$
S15	cond 1	cond 4	$V_{18k} \rightarrow V_{20k} \rightarrow V_{17k} \rightarrow V_{20k} \rightarrow V_{18k}$
	cond 2	cond 3	$V_{18k} \rightarrow V_{20k} \rightarrow V_{16k} \rightarrow V_{20k} \rightarrow V_{18k}$
	cond 3	cond 2	$V_{18k} \rightarrow V_{20k} \rightarrow V_{17k} \rightarrow V_{20k} \rightarrow V_{18k}$
	cond 4	cond 1	$V_{18k} \rightarrow V_{20k} \rightarrow V_{17k} \rightarrow V_{20k} \rightarrow V_{18k}$
S16	cond 1	cond 4	$V_{18k} \rightarrow V_{15k} \rightarrow V_{17k} \rightarrow V_{15k} \rightarrow V_{18k}$
	cond 2	cond 3	$V_{18k} \rightarrow V_{15k} \rightarrow V_{16k} \rightarrow V_{15k} \rightarrow V_{18k}$
	cond 3	cond 2	$V_{18k} \rightarrow V_{15k} \rightarrow V_{17k} \rightarrow V_{15k} \rightarrow V_{18k}$
	cond 4	cond 1	$V_{18k} \rightarrow V_{15k} \rightarrow V_{17k} \rightarrow V_{15k} \rightarrow V_{18k}$
S17	cond 1	cond 4	$V_{23k} \rightarrow V_{18k} \rightarrow V_{19k} \rightarrow V_{18k} \rightarrow V_{23k}$
	cond 2	cond 3	$V_{23k} \rightarrow V_{18k} \rightarrow V_{20k} \rightarrow V_{18k} \rightarrow V_{23k}$
	cond 3	cond 2	$V_{23k} \rightarrow V_{18k} \rightarrow V_{20k} \rightarrow V_{18k} \rightarrow V_{23k}$
	cond 4	cond 1	$V_{23k} \rightarrow V_{18k} \rightarrow V_{20k} \rightarrow V_{18k} \rightarrow V_{23k}$
S18	cond 1	cond 4	$V_{23k} \rightarrow V_{24k} \rightarrow V_{19k} \rightarrow V_{24k} \rightarrow V_{23k}$
	cond 2	cond 3	$V_{23k} \rightarrow V_{24k} \rightarrow V_{20k} \rightarrow V_{24k} \rightarrow V_{23k}$
	cond 3	cond 2	$V_{23k} \rightarrow V_{24k} \rightarrow V_{20k} \rightarrow V_{24k} \rightarrow V_{23k}$
	cond 4	cond 1	$V_{23k} \rightarrow V_{24k} \rightarrow V_{20k} \rightarrow V_{24k} \rightarrow V_{23k}$
S19	cond 1	cond 4	$V_{24k} \rightarrow V_{20k} \rightarrow V_{22k} \rightarrow V_{20k} \rightarrow V_{24k}$
	cond 2	cond 3	$V_{24k} \rightarrow V_{20k} \rightarrow V_{22k} \rightarrow V_{20k} \rightarrow V_{24k}$
	cond 3	cond 2	$V_{24k} \rightarrow V_{20k} \rightarrow V_{21k} \rightarrow V_{20k} \rightarrow V_{24k}$
	cond 4	cond 1	$V_{24k} \rightarrow V_{20k} \rightarrow V_{22k} \rightarrow V_{20k} \rightarrow V_{24k}$
S20	cond 1	cond 4	$V_{24k} \rightarrow V_{25k} \rightarrow V_{22k} \rightarrow V_{25k} \rightarrow V_{24k}$
	cond 2	cond 3	$V_{24k} \rightarrow V_{25k} \rightarrow V_{22k} \rightarrow V_{25k} \rightarrow V_{24k}$
	cond 3	cond 2	$V_{24k} \rightarrow V_{25k} \rightarrow V_{21k} \rightarrow V_{25k} \rightarrow V_{24k}$
	cond 4	cond 1	$V_{24k} \rightarrow V_{25k} \rightarrow V_{22k} \rightarrow V_{25k} \rightarrow V_{24k}$
S21	cond 1	cond 4	$V_{16k} \rightarrow V_{14k} \rightarrow V_{10k} \rightarrow V_{14k} \rightarrow V_{16k}$
	cond 2	cond 3	$V_{16k} \rightarrow V_{14k} \rightarrow V_{9k} \rightarrow V_{14k} \rightarrow V_{16k}$
	cond 3	cond 2	$V_{17k} \rightarrow V_{14k} \rightarrow V_{10k} \rightarrow V_{14k} \rightarrow V_{17k}$
	cond 4	cond 1	$V_{16k} \rightarrow V_{14k} \rightarrow V_{10k} \rightarrow V_{14k} \rightarrow V_{16k}$
S22	cond 1	cond 4	$V_{16k} \rightarrow V_{0k} \rightarrow V_{10k} \rightarrow V_{0k} \rightarrow V_{16k}$
	cond 2	cond 3	$V_{16k} \rightarrow V_{1k} \rightarrow V_{9k} \rightarrow V_{1k} \rightarrow V_{16k}$
	cond 3	cond 2	$V_{17k} \rightarrow V_{1k} \rightarrow V_{10k} \rightarrow V_{1k} \rightarrow V_{17k}$
	cond 4	cond 1	$V_{16k} \rightarrow V_{0k} \rightarrow V_{10k} \rightarrow V_{0k} \rightarrow V_{16k}$
S23	cond 1	cond 4	$V_{22k} \rightarrow V_{26k} \rightarrow V_{4k} \rightarrow V_{26k} \rightarrow V_{22k}$
	cond 2	cond 3	$V_{22k} \rightarrow V_{26k} \rightarrow V_{4k} \rightarrow V_{26k} \rightarrow V_{22k}$
	cond 3	cond 2	$V_{21k} \rightarrow V_{26k} \rightarrow V_{3k} \rightarrow V_{26k} \rightarrow V_{21k}$
	cond 4	cond 1	$V_{21k} \rightarrow V_{26k} \rightarrow V_{4k} \rightarrow V_{26k} \rightarrow V_{21k}$
S24	cond 1	cond 4	$V_{22k} \rightarrow V_{2k} \rightarrow V_{4k} \rightarrow V_{2k} \rightarrow V_{22k}$
	cond 2	cond 3	$V_{22k} \rightarrow V_{1k} \rightarrow V_{4k} \rightarrow V_{1k} \rightarrow V_{22k}$
	cond 3	cond 2	$V_{21k} \rightarrow V_{1k} \rightarrow V_{3k} \rightarrow V_{1k} \rightarrow V_{21k}$
	cond 4	cond 1	$V_{21k} \rightarrow V_{1k} \rightarrow V_{4k} \rightarrow V_{1k} \rightarrow V_{21k}$

tensões de referência. Dado que o procedimento é o mesmo apresentado na subseção 2.2.5, apenas os oito primeiros setores que compõem o primeiro quadrante do diagrama vetorial da configuração  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ , são ilustrados nesta seção, conforme mostrado nas Figuras

Figura 3.7 – Estratégia de modulação com  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ .


Fonte: Próprio autor

3.8a e 3.8b. O mesmo procedimento é aplicado para os demais setores. A técnica para escolha dos vetores é igual à apresentada na subseção 2.2.5.3, sendo suprimida nesta seção.

Um vetor de referência  $\mathbf{v}_{nk}^* = v_{akck}^* + jv_{bkck}^*$  pode ser sintetizado pelo conversor em um período de amostragem de duração  $T$  a partir de três vetores que definem o setor onde o vetor de referência é localizado [77].

Os tempos de aplicação dos três vetores ( $\mathbf{v}_{\mathbf{xk}}$ ,  $\mathbf{v}_{\mathbf{yk}}$  e  $\mathbf{v}_{\mathbf{zk}}$ ) que definem um setor podem ser obtidos analiticamente por

$$\mathbf{v}_{\mathbf{k}}^* = \mathbf{v}_{\mathbf{xk}} \frac{t_{xk}}{T} + \mathbf{v}_{\mathbf{yk}} \frac{t_{yk}}{T} + \mathbf{v}_{\mathbf{zk}} \frac{t_{zk}}{T}. \quad (3.32)$$

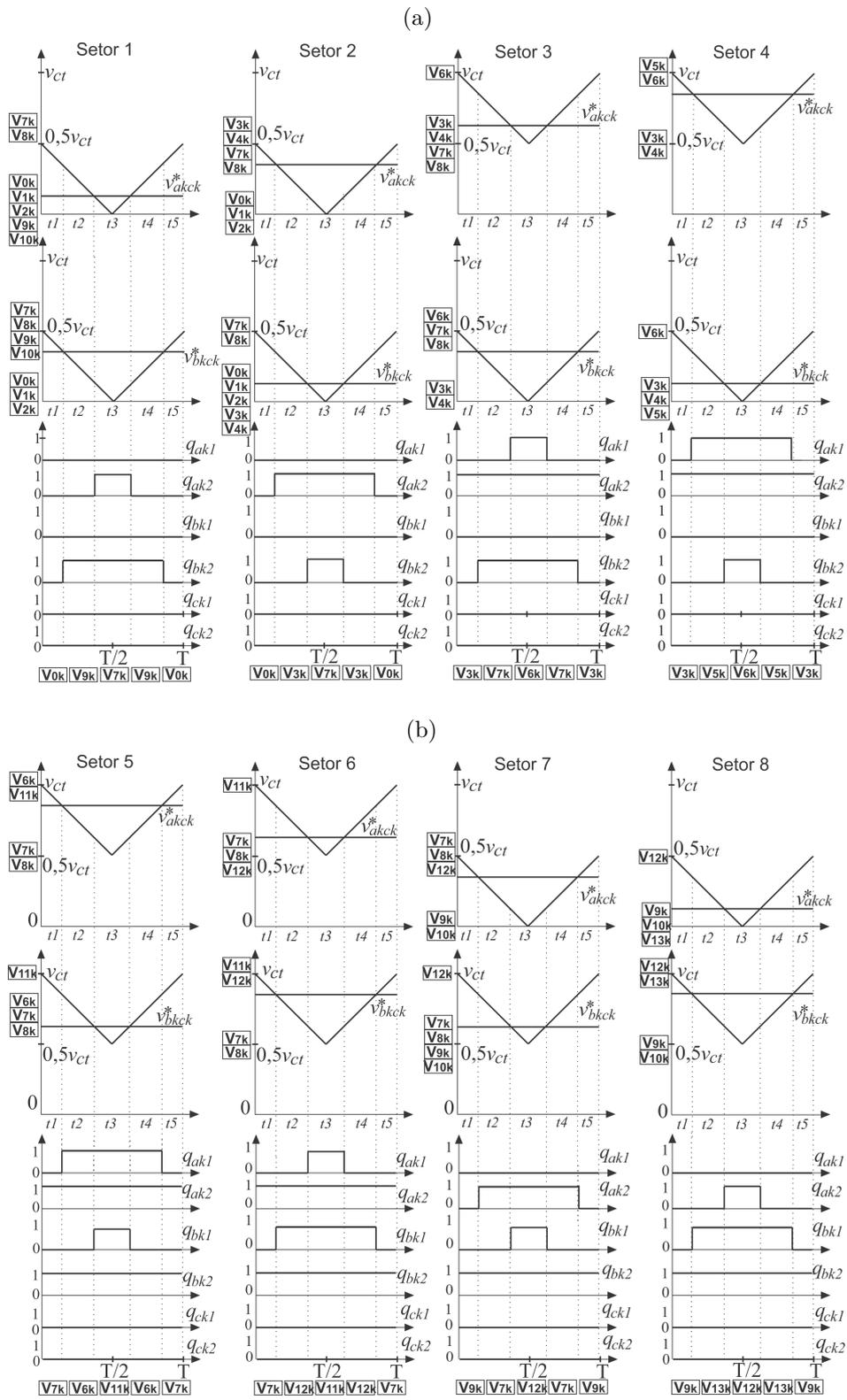
A decomposição de 2.36 no eixo real  $v_{akck}$  e no eixo imaginário  $v_{bkck}$  leva a

$$v_{akck}^* = v_{xakck} \frac{t_{xk}}{T} + v_{yakck} \frac{t_{yk}}{T} + v_{zakck} \frac{t_{zk}}{T} \quad (3.33)$$

$$v_{bkck}^* = v_{xbkck} \frac{t_{xk}}{T} + v_{ybkck} \frac{t_{yk}}{T} + v_{zbkck} \frac{t_{zk}}{T} \quad (3.34)$$

onde  $t_{xk}$ ,  $t_{yk}$  e  $t_{zk}$  são os tempos de aplicação de cada vetor e  $T = t_{xk} + t_{yk} + t_{zk}$ . Na técnica utilizada, estes tempos derivam diretamente das comparações das tensões de referência com as portadoras de alta frequência correspondentes.

Figura 3.8 – Técnica LS-PWM com  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ . (a) Setores S1 - S4. (b) Setores S5 - S8.



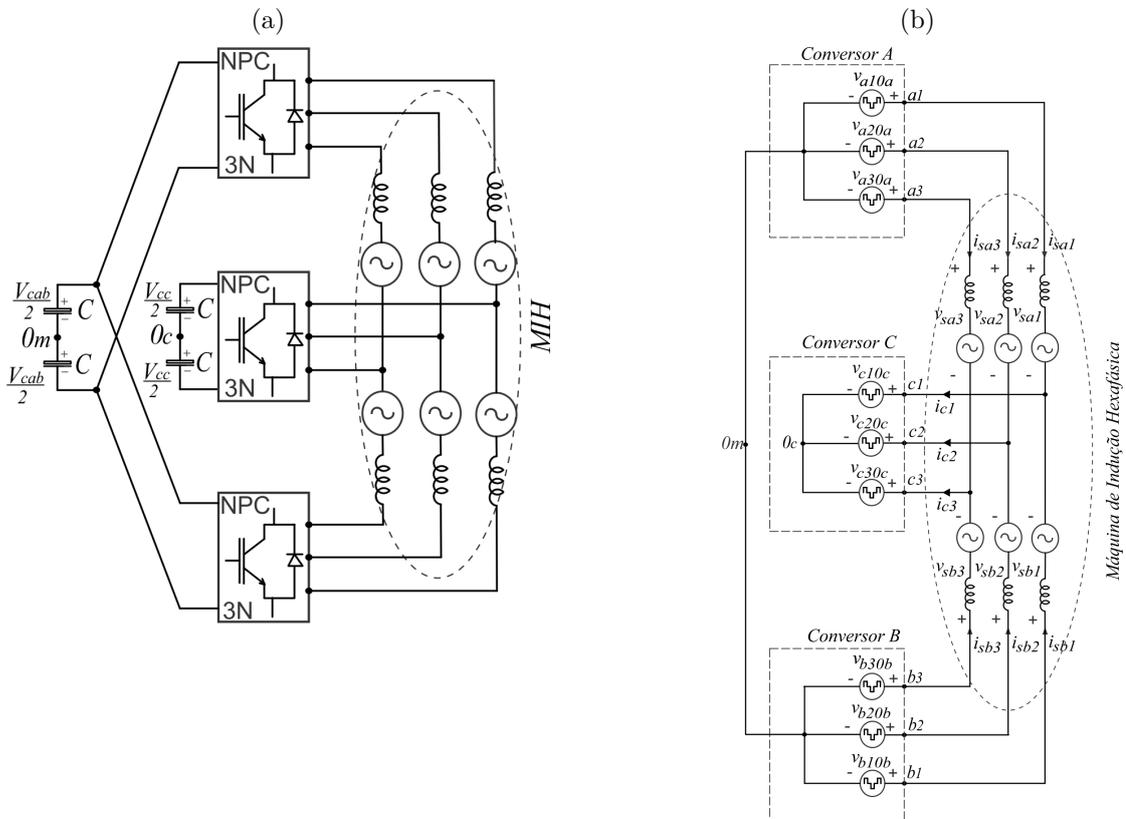
Fonte: Próprio autor

### 3.2.5 Estudo de Redução do Número de Barramentos

Assim como foi estudado no capítulo 2, investiga-se nesta subseção a possibilidade de substituir os barramentos dos conversores 'A' e 'B' da topologia proposta, por um único barramento, chamado barramento 'A/B', e verificar a influência desta substituição na topologia, em termos de quantidade de níveis gerados, distorções harmônicas, potência processada, perdas de potência nos semicondutores, tensão de modo-comum e frequência de chaveamento. O objetivo de reduzir um barramento é diminuir os custos da instalação, assim como aumentar a confiabilidade do sistema, já que a instalação terá um equipamento a menos.

Na Figura 3.9a, mostra-se a configuração da topologia proposta, com apenas dois barramentos. A substituição de dois barramentos por um apenas, implica, contudo, que o novo barramento deverá ter potência suficiente para alimentar os dois conversores ao mesmo tempo. Com isto, a necessidade de uma análise de custos adequada é fundamental para que se possa definir as melhores possibilidade das instalações.

Figura 3.9 – Redução de Barramentos da Topologia INV-OEW-NPC. (a) Diagrama de Blocos da Topologia. (b) Circuito Equivalente Simplificado



Fonte: Próprio autor

### 3.2.5.1 Modelo do Sistema com Dois Barramentos

A modelagem do sistema com dois barramentos é realizada seguindo os mesmos princípios adotados no sistema com três barramentos.

Considerando-se que as variáveis  $v_{sak}$ ,  $v_{sbk}$ ,  $i_{sak}$ ,  $i_{sbk}$  e  $i_{ck}$  representam as tensões e correntes do estator da MIH, respectivamente, e utilizando o circuito equivalente simplificado da Figura 3.9b, usa-se as leis de Kirchhoff para equacionar o sistema.

$$i_{ck} = i_{sak} + i_{sbk} \quad (3.35)$$

$$v_{sak} = v_{akck} - v_{0m0c} = e_{sak} + l_s \frac{di_{sak}}{dt} + r_s i_{sak} \quad (3.36)$$

$$v_{sbk} = v_{bkck} - v_{0m0c} = e_{sbk} + l_s \frac{di_{sbk}}{dt} + r_s i_{sbk} \quad (3.37)$$

$$v_{akck} = v_{ak0m} - v_{ck0c} \quad (3.38)$$

$$v_{bkck} = v_{bk0m} - v_{ck0c} \quad (3.39)$$

onde  $k = 1, 2, 3$ .

As tensões  $v_{ak0m}$ ,  $v_{bk0m}$  e  $v_{ck0c}$  de (3.38)-(3.39) representam as tensões de polo do sistema, enquanto  $v_{0m0c}$  representa a tensão medida entre o ponto central do barramento 'A/B', ( $0_m$ ), e o ponto central do barramento do conversor 'C', ( $0_c$ ).

A tensão  $v_{akck}$  é a diferença entre as tensões de polo do conversor 'A', ( $v_{ak0m}$ ), e as tensões de polo do conversor 'C', ( $v_{ck0c}$ ). Esta tensão é também chamada de tensão de polo resultante entre os conversores 'A' e 'C'. Da mesma forma, a tensão  $v_{bkck}$  representa a diferença entre as tensões de polo do conversor 'B', ( $v_{bk0m}$ ), e as tensões de polo do conversor 'C', ( $v_{ck0c}$ ), sendo chamada de tensão de polo resultante entre os conversores 'B' e 'C'.

As tensões de polo dos três conversores dependem dos estados das suas respectivas chaves de potência, e podem ser definidas por

$$v_{ak0m} = (q_{ak1} + q_{ak2} - 1) \frac{v_{Cab}}{2} \quad (3.40)$$

$$v_{bk0m} = (q_{bk1} + q_{bk2} - 1) \frac{v_{Cab}}{2} \quad (3.41)$$

$$v_{ck0c} = (q_{ck1} + q_{ck2} - 1) \frac{v_{Cc}}{2}. \quad (3.42)$$

Onde,  $v_{Cab}$  e  $v_{Cc}$  são as tensões dos barramentos 'A/B' e 'C', respectivamente. Os possíveis valores de tensões de polo que podem ser assumidos pelo sistema são mostrados na Tabela 3.11.

As tensões  $v_{sak}$  e  $v_{sbk}$  [introduzidas em (3.36)-(3.37)] podem ser expressas em

Tabela 3.11 – Tensões de polo  $v_{xk0x}$ , com  $x = \{m, c\}$ 

$q_{xk1}$	$q_{xk2}$	$\bar{q}_{xk1}$	$\bar{q}_{xk2}$	$v_{xk0x}$
0	0	1	1	$-\frac{v_{Cx}}{2}$
0	1	1	0	0
1	1	0	0	$\frac{v_{Cx}}{2}$

função das tensões de polo  $v_{ak0m}$ ,  $v_{bk0m}$  e  $v_{ck0c}$ , ou seja,

$$v_{sa1} = v_{a10m} - v_{c10c} - v_{0m0c} = v_{a1c1} - v_{0m0c} \quad (3.43)$$

$$v_{sb1} = v_{b10m} - v_{c10c} - v_{0m0c} = v_{b1c1} - v_{0m0c} \quad (3.44)$$

$$v_{sa2} = v_{a20m} - v_{c20c} - v_{0m0c} = v_{a2c2} - v_{0m0c} \quad (3.45)$$

$$v_{sb2} = v_{b20m} - v_{c20c} - v_{0m0c} = v_{b2c2} - v_{0m0c} \quad (3.46)$$

$$v_{sa3} = v_{a30m} - v_{c30c} - v_{0m0c} = v_{a3c3} - v_{0m0c} \quad (3.47)$$

$$v_{sb3} = v_{b30m} - v_{c30c} - v_{0m0c} = v_{b3c3} - v_{0m0c}. \quad (3.48)$$

A tensão  $v_{0m0c}$  pode ser obtida, considerando-se que o sistema estudado é simétrico, ou seja,  $e_{sa1} + e_{sa2} + e_{sa3} = 0$ ,  $e_{sb1} + e_{sb2} + e_{sb3} = 0$ ,  $i_{sa1} + i_{sa2} + i_{sa3} = 0$ ,  $i_{sb1} + i_{sb2} + i_{sb3} = 0$ ,  $v_{sa1} + v_{sa2} + v_{sa3} = 0$  e  $v_{sb1} + v_{sb2} + v_{sb3} = 0$ .

$$v_{0m0c} = \frac{1}{6} \sum_{k=1}^3 (v_{akck} + v_{bkck}) \quad (3.49)$$

### 3.2.6 Resultados de Simulações

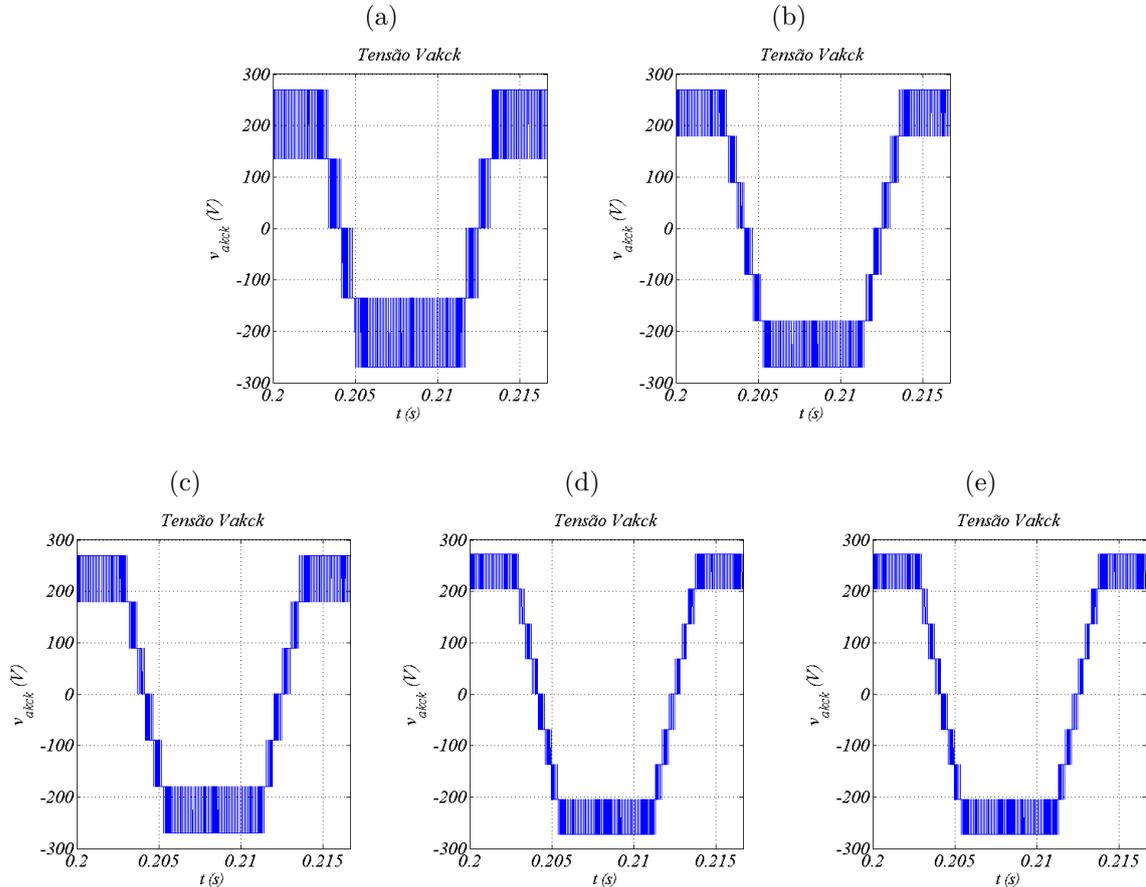
Nesta subseção são apresentados alguns resultados de simulações obtidos com os softwares Matlab e PSIM. Todas as simulações foram realizadas para a topologia funcionando nas seguintes condições: índice de modulação:  $m = 0,95$ , amplitude da tensão fundamental do estator da MIH  $V_{sak} = V_{sbk} = 220\sqrt{2}V$ , frequência de amostragem  $f_{am}=10\text{kHz}$ . A MIH utilizada tem os seguintes parâmetros: indutância estatórica  $l_s=0,61\text{mH}$ , indutância rotórica  $l_r=0,61\text{mH}$ , resistência estatórica  $r_r=3,0\Omega$ , resistência rotórica  $r_r=2,98\Omega$  e indutância mútua estator-rotor  $l_m=0,59\text{mH}$ .

#### 3.2.6.1 Simulações para MIH com $\alpha = 0^\circ$ , $30^\circ$ e $60^\circ$

Na Figura 3.10, são mostradas as tensões  $v_{akck}$  geradas para o sistema funcionando com as relações de tensões de barramentos  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ ,  $v_{ca} = v_{cb} = (1/2)v_{cc}$ ,  $v_{ca} = v_{cb} = 2v_{cc}$ ,  $v_{ca} = v_{cb} = (1/3)v_{cc}$  e  $v_{ca} = v_{cb} = 3v_{cc}$ . Conforme esperado, para a configuração

$v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ , a tensão  $v_{akck}$  possui cinco níveis. As configurações  $v_{ca} = v_{cb} = (1/2)v_{cc}$  e  $v_{ca} = v_{cb} = 2v_{cc}$  produzem tensões com sete níveis, enquanto  $v_{ca} = v_{cb} = (1/3)v_{cc}$  e  $v_{ca} = v_{cb} = 3v_{cc}$  produzem tensões com nove níveis.

Figura 3.10 – Resultados de simulação da tensão  $v_{akck}$ . (a)  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ . (b)  $v_{ca} = v_{cb} = (1/2)v_{cc}$ . (c)  $v_{ca} = v_{cb} = 2v_{cc}$ . (d)  $v_{ca} = v_{cb} = (1/3)v_{cc}$ . (e)  $v_{ca} = v_{cb} = 3v_{cc}$ .



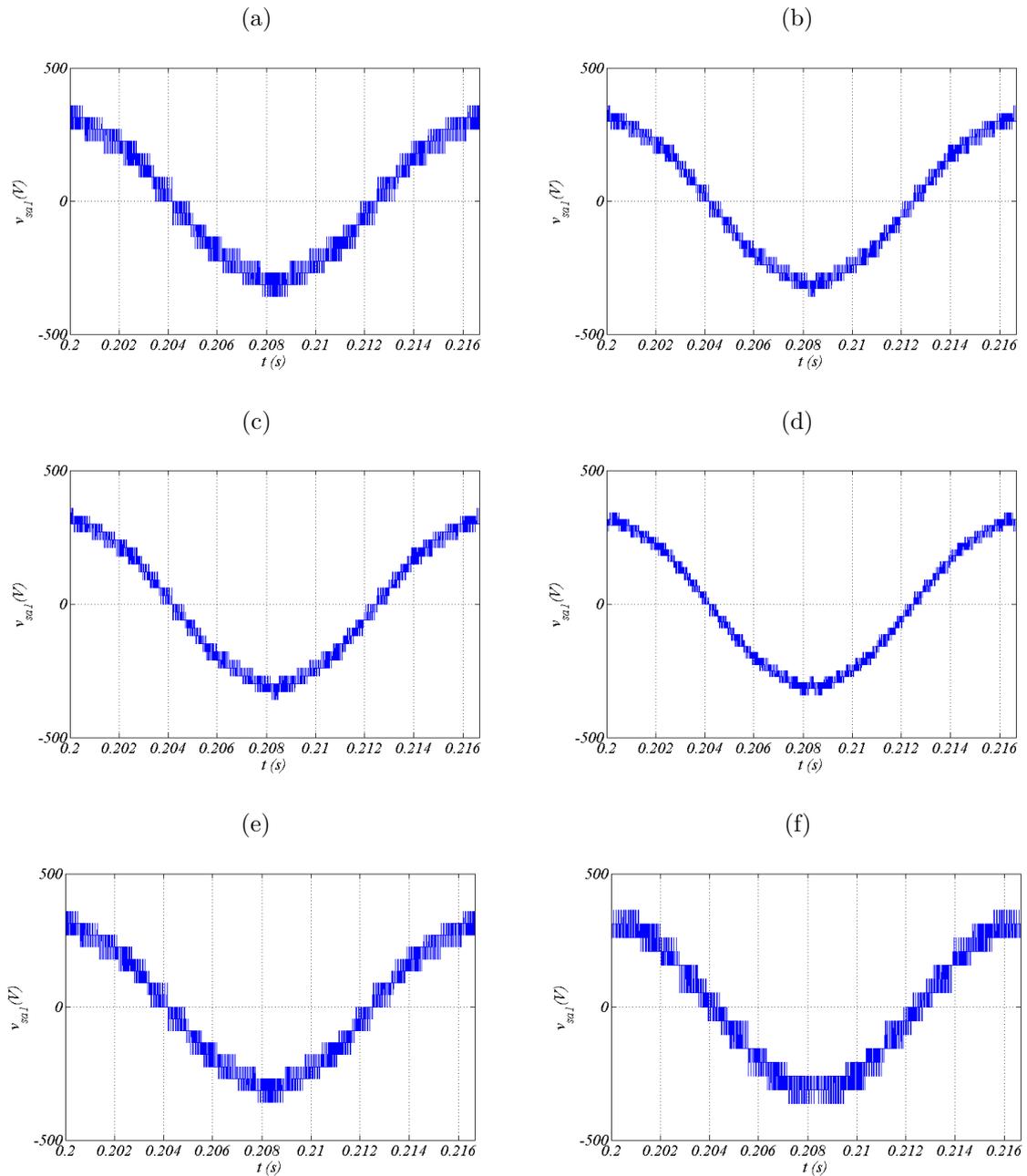
Fonte: Próprio autor

Na Figura 3.11 são mostradas as tensões de fase geradas para uma MIH com  $\alpha = 0^\circ, 30^\circ$  e  $60^\circ$ . Considerando-se a relação de tensões de barramentos  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ , identifica-se a geração de 17 níveis de tensões para  $\alpha = 0^\circ$  e  $\alpha = 30^\circ$ , enquanto para  $\alpha = 60^\circ$  são 15 níveis. Nos demais casos, com  $\alpha = 0^\circ, v_{ca} = v_{cb} = (1/2)v_{cc}$  (25 níveis),  $v_{ca} = v_{cb} = 2v_{cc}$  (25 níveis),  $v_{ca} = v_{cb} = (1/3)v_{cc}$  (31 níveis) e  $v_{ca} = v_{cb} = 3v_{cc}$  (31 níveis).

Na Figura 3.12 são mostradas as tensões de fase  $v_{sak}$  e as correntes de fase  $i_{sak}$  para o sistema operando com  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ ,  $v_{ca} = v_{cb} = (1/2)v_{cc}$  e  $v_{ca} = v_{cb} = 2v_{cc}$ , com uma MIH com  $\alpha = 0^\circ$ , nos três casos.

Na Figura 3.13 são mostradas as tensões de fase  $v_{sak}$  e as correntes de fase  $i_{sak}$  para o sistema operando com  $v_{ca} = v_{cb} = (1/3)v_{cc}$ , com  $\alpha = 0^\circ$ , como mostrado nas Figura 3.13a e 3.13b. Nas Figuras 3.13c e 3.13d são mostrados os resultados de tensão e corrente de fase para uma MIH de  $\alpha = 30^\circ$ , operando com  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ . Nas Figuras 3.13e e

Figura 3.11 – Tensões de fase  $v_{sak}$ . (a)  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ ,  $\alpha = 0^\circ$ . (b)  $v_{ca} = v_{cb} = (1/2)v_{cc}$ ,  $\alpha = 0^\circ$ . (c)  $v_{ca} = v_{cb} = 2v_{cc}$ ,  $\alpha = 0^\circ$ . (d)  $v_{ca} = v_{cb} = (1/3)v_{cc}$ ,  $\alpha = 0^\circ$ . (e)  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ ,  $\alpha = 30^\circ$ . (f)  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ ,  $\alpha = 60^\circ$ .

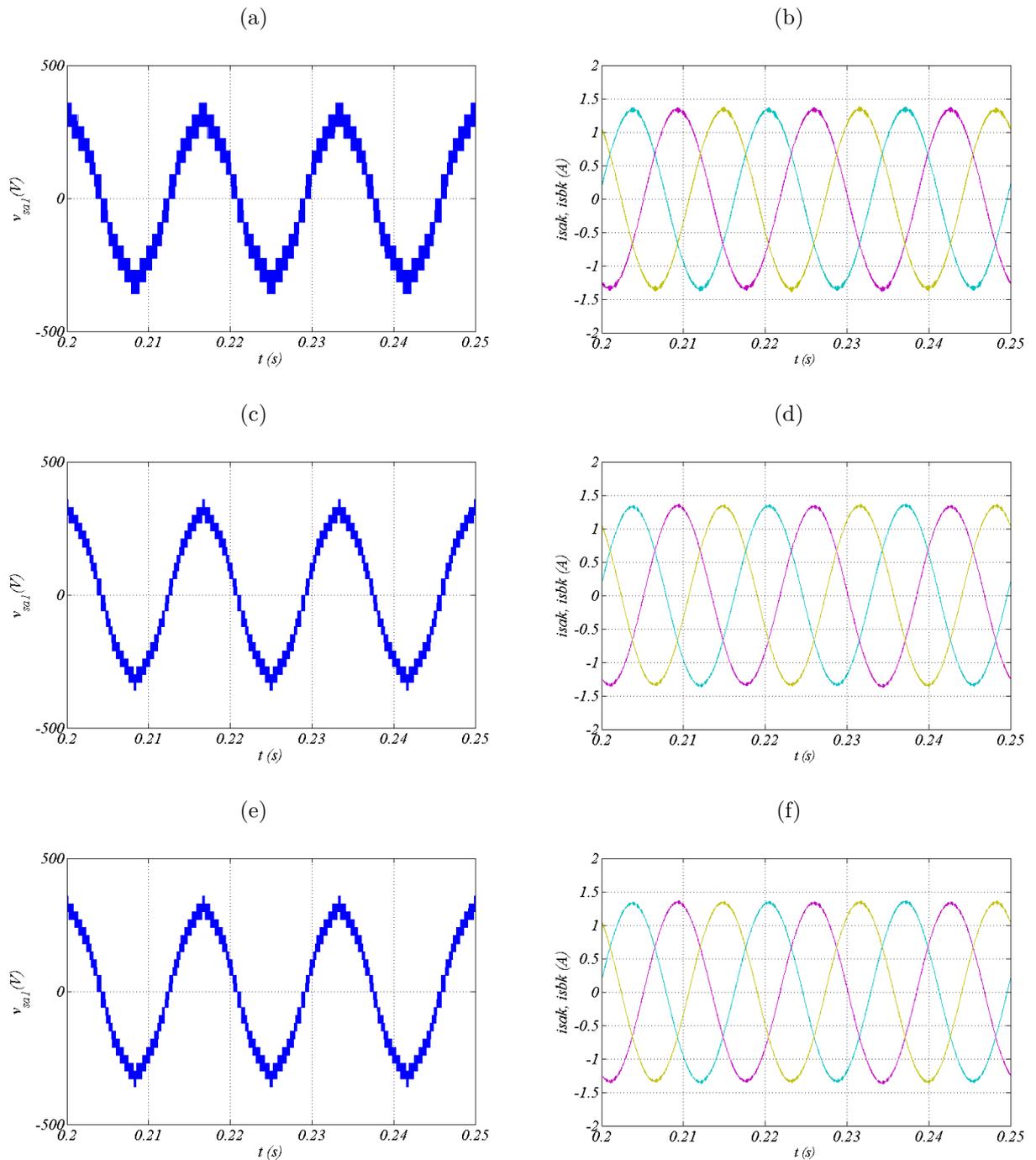


Fonte: Próprio autor

3.13f são mostrados os resultados de tensão e corrente de fase para uma MIH de  $\alpha = 60^\circ$ , operando com  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ .

O balanceamento dos barramentos CC do sistema é realizado a partir da escolha adequada da sequência de aplicação do vetores, utilizando-se os diagramas da Figura 3.6 e as Tabelas 3.9 e 3.10. Na Figura 3.14 mostra-se o balanceamento dos barramentos 'A' e 'B', durante um transitório de carga de 30%. Conforme se verifica, as tensões dos barramentos

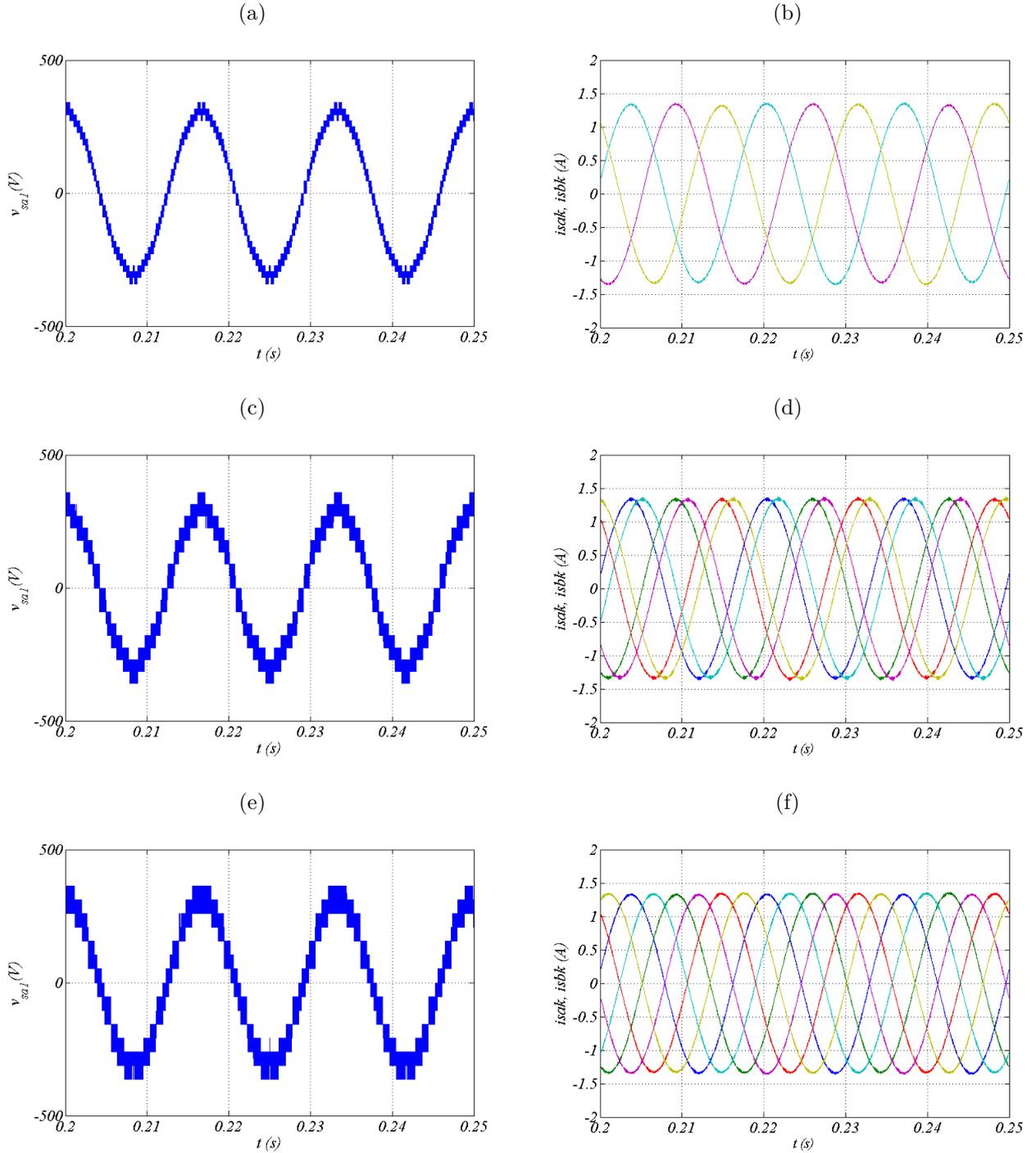
Figura 3.12 – Tensões e correntes de fase. (a)  $v_{sak}$ ,  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ ,  $\alpha = 0^\circ$ . (b)  $i_{sak}$ ,  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ ,  $\alpha = 0^\circ$ . (c)  $v_{sak}$ ,  $v_{ca} = v_{cb} = (1/2)v_{cc}$ ,  $\alpha = 0^\circ$ . (d)  $i_{sak}$ ,  $v_{ca} = v_{cb} = (1/2)v_{cc}$ ,  $\alpha = 0^\circ$ . (e)  $v_{sak}$ ,  $v_{ca} = v_{cb} = 2v_{cc}$ ,  $\alpha = 0^\circ$ . (f)  $i_{sak}$ ,  $v_{ca} = v_{cb} = 2v_{cc}$ ,  $\alpha = 0^\circ$ .



Fonte: Próprio autor

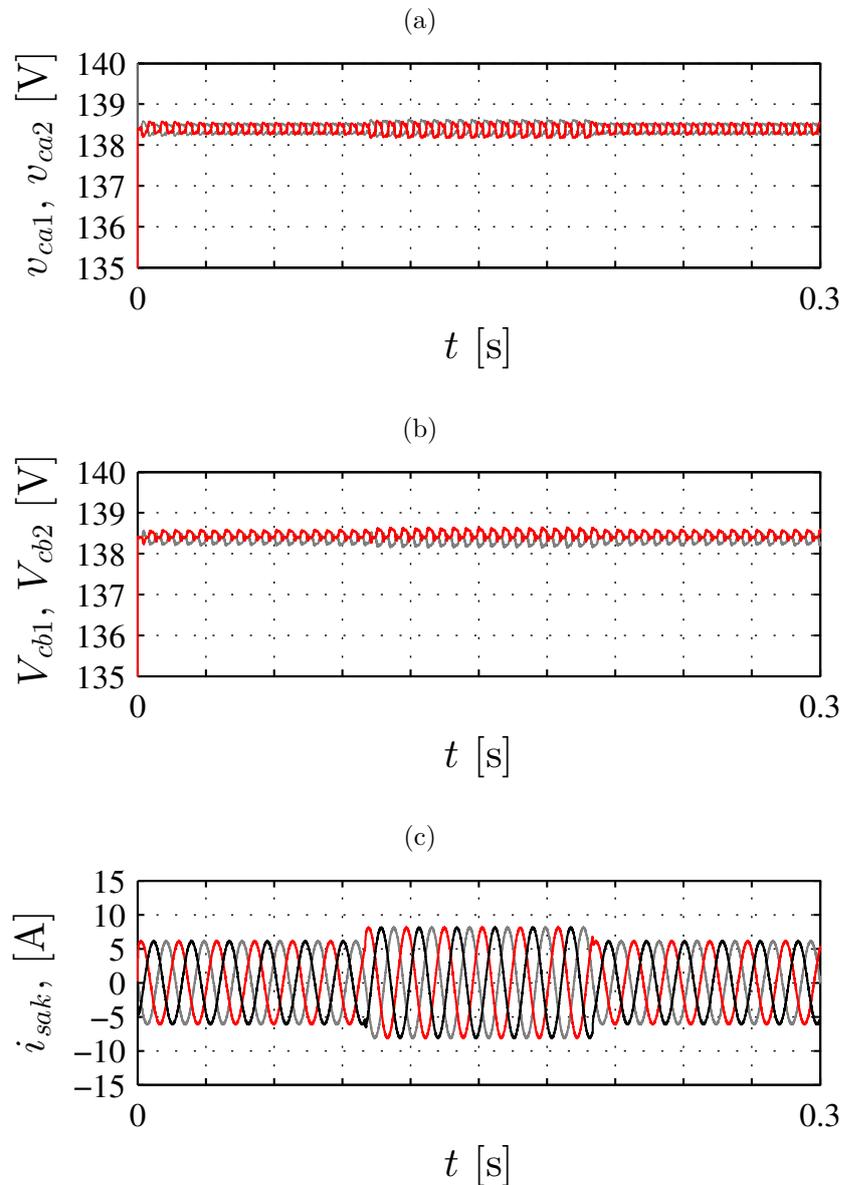
permanecem bem reguladas mesmo durante o período de variação de carga. Na Figura 3.14c, mostra-se o efeito do transitório nas correntes de fase do grupo  $a$ . Terminado o transitório o sistema volta à condição de regime permanente, com seus valores nominais.

Figura 3.13 – Tensões e correntes de fase. (a)  $v_{sak}$ ,  $v_{ca} = v_{cb} = (1/3)v_{cc}$ ,  $\alpha = 0^\circ$ . (b)  $i_{sak}$ ,  $v_{ca} = v_{cb} = (1/3)v_{cc}$ ,  $\alpha = 0^\circ$ . (c)  $v_{sak}$ ,  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ ,  $\alpha = 30^\circ$ . (d)  $i_{sak}$ ,  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ ,  $\alpha = 30^\circ$ . (e)  $v_{sak}$ ,  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ ,  $\alpha = 60^\circ$ . (f)  $i_{sak}$ ,  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ ,  $\alpha = 60^\circ$ .



Fonte: Próprio autor

Figura 3.14 – Transitório de carga. (a) Balanceamento do barramento 'A',  $\alpha = 30^\circ$ . (b) Balanceamento do barramento 'B',  $\alpha = 30^\circ$ . (c)  $i_{sak}$ ,  $\alpha = 30^\circ$ .



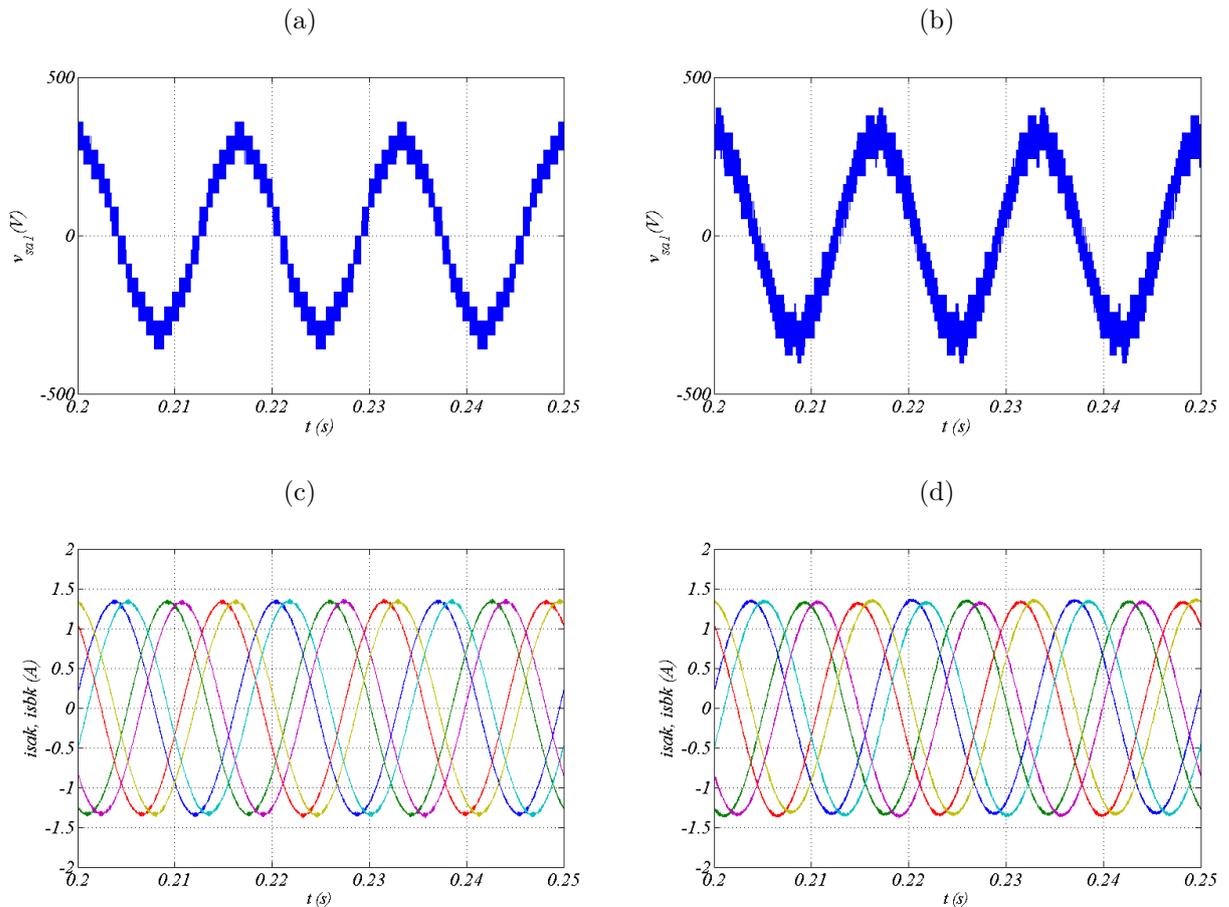
Fonte: Próprio autor

### 3.2.7 Simulações do Sistema Operando com Dois Barramentos

No capítulo 2 constatou-se que para uma MIH com  $\alpha = 0^\circ$ , o funcionamento da topologia estudada é idêntico quando considera-se a configuração com três ou com dois barramentos. No entanto, para uma MIH com  $\alpha = 30^\circ$  ou  $\alpha = 60^\circ$ , os sistemas apresentaram diferentes características, conforme destacado na Tabela 2.18. O mesmo ocorre com a topologia estudada no presente capítulo. Para o acionamento de uma MIH com  $\alpha = 0^\circ$ , o sistema funciona de forma idêntica, nas configurações com três e com dois barramentos. Para o acionamento de MIH com  $\alpha = 30^\circ$  e  $\alpha = 60^\circ$ , o funcionamento das estruturas apresenta diferenças, como as mostradas na Figura 3.15. Para efeitos comparativos, mostra-se

nas Figuras 3.15a e 3.15b que, para  $\alpha = 30^\circ$ , enquanto no sistema com três barramentos os níveis de tensão de  $v_{sa1}$  são igualmente espaçados, no sistema com dois barramentos não há regularidade dos níveis gerados. Nas Figuras 3.15c e 3.15d, são mostradas as correntes de fase para ambas as situações.

Figura 3.15 – Comparações três/dois barramentos. (a)  $v_{sak}$ , três barramentos e  $\alpha = 30^\circ$ . (b)  $v_{sak}$ , dois barramentos e  $\alpha = 30^\circ$ . (c)  $i_{sak}$ , três barramentos e  $\alpha = 30^\circ$ . (d)  $i_{sak}$ , dois barramentos e  $\alpha = 30^\circ$ .



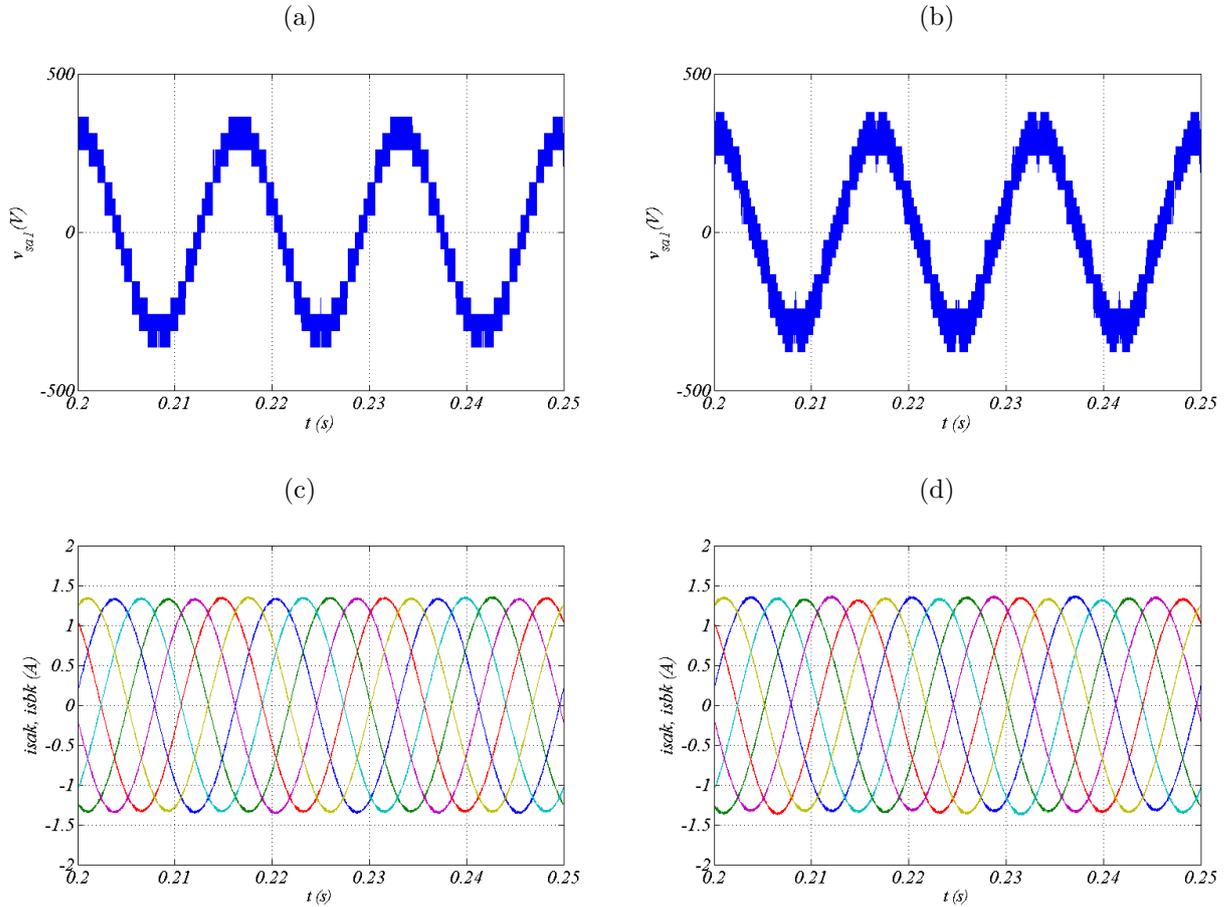
Fonte: Próprio autor

Da mesma forma, na Figura 3.16, mostra-se de forma comparativa as tensões e correntes de fase para o sistema com três barramentos e com dois barramentos, para  $\alpha = 60^\circ$ . Nas Figuras 3.16a e 3.16b são mostradas as formas de onda das tensões de fase e percebe-se a irregularidade dos níveis de tensões na situação com dois barramentos.

### 3.2.8 Tensão de Modo Comum

Seguindo a metodologia apresentada em [111], da mesma forma apresentada no capítulo 2, a tensão de modo comum da topologia estudada pode ser calculada em função

Figura 3.16 – Comparações três/dois barramentos. (a)  $v_{sak}$ , três barramentos e  $\alpha = 60^\circ$ . (b)  $v_{sak}$ , dois barramentos e  $\alpha = 60^\circ$ . (c)  $i_{sak}$ , três barramentos e  $\alpha = 60^\circ$ . (d)  $i_{sak}$ , dois barramentos e  $\alpha = 60^\circ$ .



Fonte: Próprio autor

da tensão de modo comum individual de cada conversor pela expressão

$$v_{CMV} = \frac{1}{3}(v_{CMVa} + v_{CMVb} + v_{CMVc}) \quad (3.50)$$

onde

$$v_{CMVa} = \frac{1}{3}(v_{a10a} + v_{a20a} + v_{a30a}) \quad (3.51)$$

$$v_{CMVb} = \frac{1}{3}(v_{b10b} + v_{b20b} + v_{b30b}) \quad (3.52)$$

$$v_{CMVc} = \frac{1}{3}(v_{c10c} + v_{c20c} + v_{c30c}). \quad (3.53)$$

Na Tabela 3.12 mostra-se a comparação da topologia proposta com as topologias convencionais em termos de geração de tensão de modo-comum, considerando-se a relação de tensão dos barramentos de  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$  e uma MIH com  $\alpha = 0^\circ$ . Nota-se que a

topologia proposta apresenta maior valor de tensão de modo-comum que a topologia convencional 15L-OEW e menor valor que a topologia convencional 12L-OEW. No entanto, a topologia proposta apresenta a vantagem de ter somente três barramento CC, enquanto a topologia convencional 15L-OEW possui cinco barramentos.

Tabela 3.12 – Tensão de modo-comum para  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ 

MIH com $\alpha = 0^\circ$	$CMV_{RMS}(V)$
12L-OEW	27,5
15L-OEW	17,2
INV-OEW-NPC	27,2

### 3.2.9 Distorção Harmônica

A distorção harmônica do sistema foi avaliada calculando-se a distorção harmônica total ponderada (WTHD) das tensões geradas pelo conversor ( $v_{sak}$  e  $v_{sbk}$ ) e a distorção harmônica total (THD) das corrente da máquina ( $i_{sak}$  e  $i_{sbk}$ ), através das seguintes expressões:

$$WTHD(N_h) = \frac{100}{\beta_1} \sqrt{\sum_{h=2}^{N_h} \left(\frac{\beta_h}{h}\right)^2}. \quad (3.54)$$

$$THD(N_h) = \frac{100}{\beta_1} \sqrt{\sum_{h=2}^{N_h} (\beta_h)^2} \quad (3.55)$$

Onde  $\beta_1$  é a amplitude da tensão fundamental,  $\beta_h$  é a amplitude da  $h^{th}$  harmônica e  $N_h$  é o número de harmônicas levadas em consideração nas simulações ( $N_h = 1000$ ). O sistema é operado com a frequência de chaveamento ( $f_{sa}$ ) igual a 10kHz e a magnitude das tensões ( $V_s$ ) é igual a  $220\sqrt{2}V$ .

A Tabela 3.13 mostra a WTHD e a THD da topologia proposta e das duas topologias convencionais, considerando MIH com  $\alpha = 0^\circ$ ,  $\alpha = 30^\circ$  e  $\alpha = 60^\circ$ , operando com índice de modulação  $m = 0,98$ . Nota-se que para  $\alpha = 0^\circ$ , a WTHD da topologia proposta é o mesmo da topologia convencional 15L-OEW. A topologia convencional 12L-OEW apresenta o pior caso. Para  $\alpha = 30^\circ$  e  $\alpha = 60^\circ$ , a topologia proposta apresenta WTHD maior que a topologia convencional 15L-OEW e menor que a topologia convencional 12L-OEW. Em termos de THD, a configuração proposta é inferior à 15L-OEW para  $\alpha = 0^\circ$  e  $\alpha = 30^\circ$ , sendo superior para  $\alpha = 60^\circ$ . Em todos os casos a topologia proposta apresenta melhor desempenho em termos de distorção, em relação à topologia 12L-OEW.

Tabela 3.13 – Distorção harmônica para  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ 

Configuração	Distorção Harmônica					
	WTHD (%)			THD (%)		
	$\alpha = 0^\circ$	$\alpha = 30^\circ$	$\alpha = 60^\circ$	$\alpha = 0^\circ$	$\alpha = 30^\circ$	$\alpha = 60^\circ$
12L-OEW	0,104	0,104	0,104	1,482	1,879	1,482
15L-OEW	0,050	0,050	0,057	1,005	1,123	1,067
INV-OEW-NPC	0,050	0,057	0,063	1,170	0,910	0,872

### 3.2.10 Perdas de Potência nos Dispositivos Semicondutores

As perdas de potência nos dispositivos semicondutores são calculadas usando os módulos térmicos disponíveis no software de simulação PSIM. As perdas totais de potência são calculada por:

$$P_{to} = P_{cd} + P_{ch} \quad (3.56)$$

onde,  $P_{to}$  representa as perdas totais,  $P_{cd}$  representa as perdas de condução de corrente e  $P_{ch}$  representa as perdas por chaveamento dos dispositivos semicondutores. Os resultados foram obtidos para a topologia proposta e para as topologias convencionais, considerando-se uma potência processada de 5,8kW e frequência de amostragem de 10kHz. Na Tabela 3.14, mostra-se para fins de comparação, as perdas de potência das topologias convencionais e da topologia proposta. Conforme se observa, a topologia proposta apresenta os maiores valores de perdas de condução. Isto se deve à maior quantidade de dispositivos condutores da topologia proposta em relação às convencionais. Ainda assim, a topologia proposta apresenta menores valores de perdas totais, em relação à topologia convencional 12L-OEW. Quando compara-se com a topologia convencional 15L-OEW, a topologia proposta menores valores de perda por chaveamento. No entanto, as perdas totais para  $\alpha=0^\circ$  são aproximadamente iguais, com excessão da configuração com  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ , que é maior cerca de 40%. Para  $\alpha=60^\circ$  a topologia proposta apresenta cerca de 29% menos perdas totais que a topologia 15L-OEW.

## 3.3 Resultados do Sistema

Nesta seção são apresentados os resultados de distorção harmônica (WTHD e THD), perdas de potência, tensão de modo-comum, frequência média de chaveamento dos dispositivos semicondutores e potência processada por cada conversor, considerando-se uma MIH com potência 5,8kW.

Nas Tabelas 3.15 e 3.16, são mostrados os resultado obtidos para a topologia proposta, operando com frequência de chaveamento de 10kHz, nas diferentes configurações estudadas. Nestas tabelas, são feitas as seguintes convenções:

Tabela 3.14 – Comparações de perdas nos dispositivos semicondutores

Configuração	$\alpha$	$P_{cd}(\%)$	$P_{ch}(\%)$	$P_{to}(\%)$
12L-OEW	0°			
	30°	0,51	3,24	3,57
	60°			
15L-OEW	0°	0,78	1,32	2,10
	30°	0,77	1,65	2,42
	60°	0,74	2,29	3,03
INV-OEW-NPC				
$v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$	0°	1,64	1,30	2,94
$v_{ca} = v_{cb} = (1/2)v_{cc}$	0°	1,61	0,50	2,11
$v_{ca} = v_{cb} = 2v_{cc}$	0°	1,64	0,47	2,11
$v_{ca} = v_{cb} = (1/3)v_{cc}$	0°	1,61	0,43	2,04
$v_{ca} = v_{cb} = 3v_{cc}$	0°	1,61	0,38	1,99
$v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$	30°	1,58	0,89	2,47
$v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$	60°	1,51	0,85	2,36

- Conf. 1:  $\alpha=0^\circ$  e  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ ;
- Conf. 2:  $\alpha=0^\circ$  e  $v_{ca} = v_{cb} = (1/2)v_{cc}$ ;
- Conf. 3:  $\alpha=0^\circ$  e  $v_{ca} = v_{cb} = 2v_{cc}$ ;
- Conf. 4:  $\alpha=0^\circ$  e  $v_{ca} = v_{cb} = (1/3)v_{cc}$ ;
- Conf. 5:  $\alpha=0^\circ$  e  $v_{ca} = v_{cb} = 3v_{cc}$ ;
- Conf. 6:  $\alpha=30^\circ$  e  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ ;
- Conf. 7:  $\alpha=60^\circ$  e  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ ;

As Tabelas 3.15 e 3.16 mostram que as distorções harmônicas dos sinais de tensão (WTHD), são menores para  $\alpha=0^\circ$ , operando nas configurações 4 e 5. Isto era esperado, visto que nestas duas configurações, o sistema proposto gera tensões de fase  $v_{sak}$  e  $v_{sbk}$  com quantidade de níveis maior que as demais configurações (31 níveis). Entretanto, as distorções de harmônicas de corrente (THD) destas duas configurações são maiores que nas outras configurações. Neste contexto, as configurações que apresentam menores valores de THD são as configurações 2 e 3.

As maiores perdas totais ocorrem nas configurações 1 e 6, que têm relação de tensões de barramentos  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ . As menores perdas totais ocorrem, por sua vez, nas configurações 4 e 5, que também apresentaram menor WTHD.

Vale destacar que na configuração 2, as chaves  $q_{ck1}$  e  $q_{ck2}$  trabalham com frequência média de chaveamento de 60Hz, significando que as perdas de chaveamento nestes dispositivos são as mais baixas. Na configuração 3, as chaves  $q_{ak1}$ ,  $q_{ak2}$ ,  $q_{bk1}$  e  $q_{bk2}$  também

Tabela 3.15 – Resultados obtidos para o sistema operando com três barramentos e frequência de chaveamento de 10kHz

Ângulo da MIH		$\alpha = 0^\circ$				
Critério	Parâmetro	Conf. 1	Conf. 2	Conf.3	Conf. 4	Conf. 5
WTHD(%)	$v_{sak}$	0,050	0,031	0,031	0,030	0,030
THD(%)	$i_{sak}$	1,301	0,792	0,801	1,331	1,331
Perdas A(%)	$P_{cd}$	0,41	0,40	0,41	0,40	0,40
	$P_{ch}$	0,31	0,25	1e-3	0,20	0,01
	$P_{to}$	0,72	0,65	0,41	0,60	0,41
Perdas B(%)	$P_{cd}$	0,41	0,40	0,41	0,40	0,40
	$P_{ch}$	0,31	0,25	1e-3	0,20	0,01
	$P_{to}$	0,72	0,65	0,41	0,60	0,41
Perdas C(%)	$P_{cd}$	0,82	0,81	0,82	0,81	0,81
	$P_{ch}$	0,68	3e-3	0,47	0,03	0,36
	$P_{to}$	1,50	0,81	1,29	0,83	1,17
Perdas Totais(%)	$P_{cd}$	1,64	1,61	1,64	1,61	1,61
	$P_{ch}$	1,30	0,50	0,47	0,43	0,38
	$P_{to}$	2,94	2,11	2,11	2,04	1,99
CMV(Vrms)	CMVt	27,2	28,3	28,1	27,8	27,9
$f_{ch}$ (Hz)	$f_{qak1}$	4920	5100	60	5400	480
	$f_{qak2}$	840	5100	60	5340	420
	$f_{qbk1}$	4920	5100	60	5400	480
	$f_{qbk2}$	840	5100	60	5340	420
	$f_{qck1}$	5100	60	5100	420	5340
	$f_{qck2}$	840	60	5100	480	5400
Potência	Pa(W)	1604	832,4	2154	572,6	2388
	Pa(%)	26,88	13,9	36,07	9,67	40,33
	Pb(W)	1604	832,4	2154	572,6	2388
	Pb(%)	26,88	13,9	36,07	9,67	40,33
	Pc(W)	2760	4307,5	1664	4775	1145
	Pc(%)	46,24	72,2	27,88	80,66	19,34

apresentam frequência média de chaveamento de 60Hz, totalizando as menores perdas por chaveamento. Este caso torna-se interessante, porque nesta configuração, as tensões dos barramentos 'A' e 'B' são maiores que a tensão do barramento 'C', cuja corrente é mais alta que as correntes dos conversores 'A' e 'B'.

Nota-se que a frequência média das chaves do conversor 'A' é igual à frequência média das chaves do conversor 'B', quando a MIH tem  $\alpha = 0^\circ$ . Para as configuração com  $\alpha = 30^\circ$  e  $\alpha = 60^\circ$ , os conversores 'A' e 'B' trabalham com frequência média de chaveamento maior que a do conversor 'C'.

Em referência aos balanços de potência, mostra-se que apenas nas configurações

Tabela 3.16 – Resultados obtidos para o sistema operando com três barramentos e frequência de chaveamento de 10kHz

Ângulo da MIH		$\alpha = 30^\circ$	$\alpha = 60^\circ$
Critério	Parâmetro	Conf. 6	Conf. 7
WTHD(%)	$v_{sak}$	0,05	0,06
THD(%)	$i_{sak}$	0,91	0,87
Perdas A(%)	$P_{cd}$	0,41	0,41
	$P_{ch}$	0,33	0,31
	$P_{to}$	0,74	0,72
Perdas B(%)	$P_{cd}$	0,41	0,41
	$P_{ch}$	0,33	0,31
	$P_{to}$	0,74	0,72
Perdas C(%)	$P_{cd}$	0,76	0,69
	$P_{ch}$	0,23	0,23
	$P_{to}$	0,79	0,92
Perdas Totais(%)	$P_{cd}$	1,58	1,51
	$P_{ch}$	0,89	0,85
	$P_{to}$	2,47	2,36
CMV(Vrms)	CMVt	27,3	28,4
$f_{ch}$ (Hz)	$f_{qak1}$	3720	3360
	$f_{qak2}$	5460	3180
	$f_{qbk1}$	5280	6240
	$f_{qbk2}$	5820	6180
	$f_{qck1}$	2400	2280
	$f_{qck2}$	1920	2700
Potência	Pa(W)	1415	1452
	Pa(%)	23,82	24,31
	Pb(W)	1415	1452
	Pb(%)	23,82	24,31
	Pc(W)	3108	3067
	Pc(%)	52,36	51,38

3 e 5, que apresentam menor tensão no barramento 'C', a potência processada no conversor 'C' é menor que a potência processada nos conversores 'A' e 'B'. O melhor caso de balanceamento de potência entre os três conversores ocorre na configuração 3 [conversor A (36,07%), conversor B (36,07%) e conversor C (27,88%)].

### 3.3.1 Resultados Experimentais

Nesta seção são apresentados os resultados experimentais, para validação do estudo. Devido à limitações da bancada, os experimentos foram feitos a partir do equivalente fase-fase ( $v_{sa1}$  e  $v_{sb1}$ ) da topologia proposta.

Os resultados experimentais foram obtidos em uma plataforma de desenvolvimento experimental equipada com seis braços tipo NPC de três níveis que utilizam módulos IGBT da SEMIKRON modelo SK50MLI066, com drives modelo opA. Um processador digital de sinais ou (DSP - *Digital Signal Processor*) modelo TMS320F28335 com placas e sensores apropriados foi utilizado para gerar os sinais de acionamento das chaves de potência. Os barramentos de plataforma são equipados com capacitores de  $2200\mu\text{F}$ . A frequência de amostragem utilizada nos experimentos foram de  $10\text{kHz}$ . Uma carga RL utilizada no equivalente monofásico foi de  $R=100\Omega$  e  $L=100\text{mH}$ . Neste experimento foram utilizados três relações de tensões de barramentos: i)  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc} = 172\text{V}$ , ii)  $v_{ca} = v_{cb} = 230\text{V}$  e  $v_{cc} = 115\text{V}$ , iii)  $v_{ca} = v_{cb} = 259\text{V}$  e  $v_{cc} = 86\text{V}$ . O índice de modulação em todos os casos foi  $m=0,96$ .

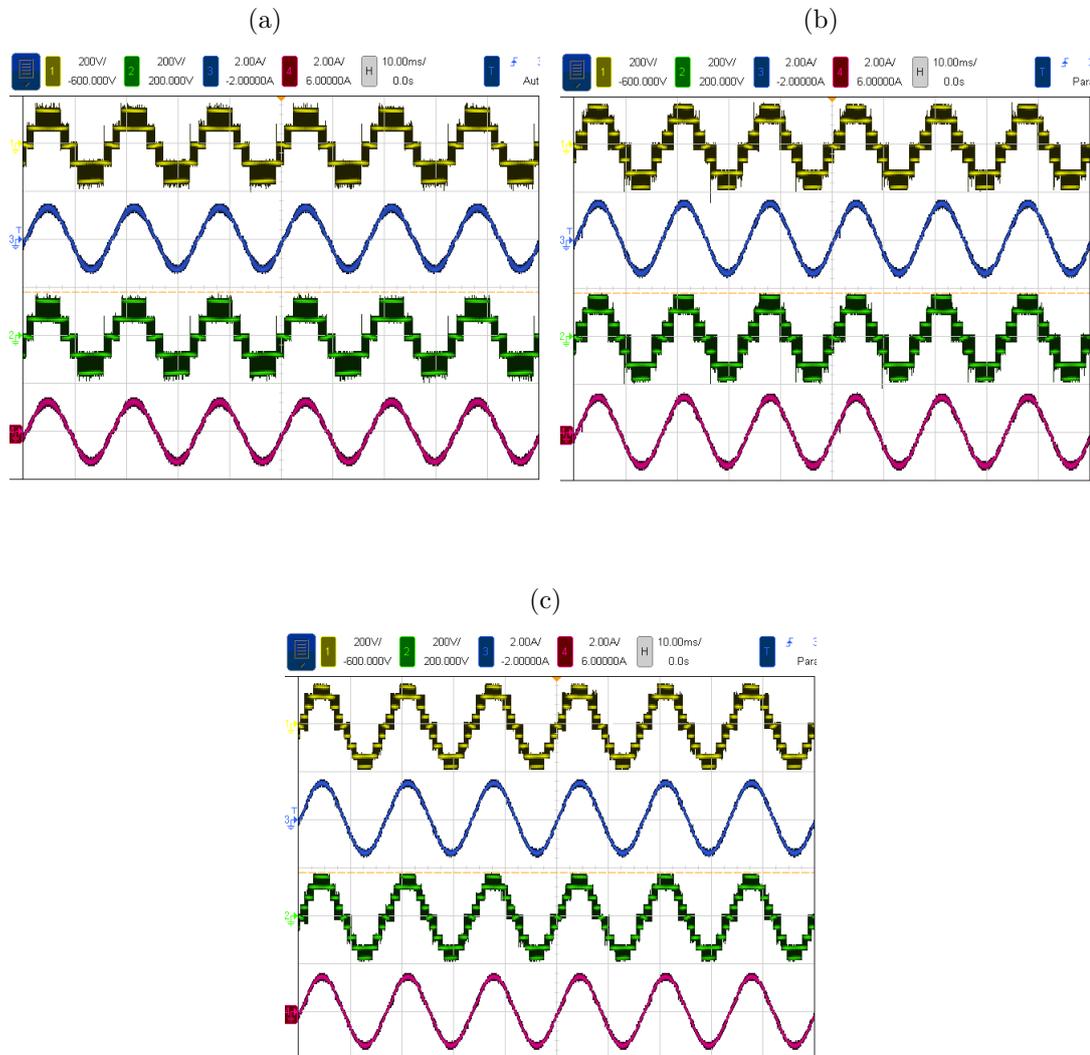
Na Figura 3.17(a) mostra-se na parte superior da tela do osciloscópio, a tensão  $v_{a1c1}$  gerada pelo conversor e a corrente de fase  $i_{sa1}$ . Na parte inferior da tela do osciloscópio mostra-se a tensão  $v_{b1c1}$  e a corrente de fase  $i_{sb1}$ , considerando-se a primeira configuração de tensões dos barramentos ( $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc} = 172\text{V}$ ). Como era esperado, as tensões  $v_{a1c1}$  e  $v_{b1c1}$  possuem 5 níveis.

Na Figura 3.17(b) mostra-se na parte superior da tela do osciloscópio, a tensão  $v_{a1c1}$  gerada pelo conversor e a corrente de fase  $i_{sa1}$  e na parte inferior da tela do osciloscópio, mostra-se a tensão  $v_{b1c1}$  e a corrente de fase  $i_{sb1}$ , considerando-se a segunda configuração de tensões dos barramentos ( $v_{ca} = v_{cb} = 230\text{V}$  e  $v_{cc} = 115\text{V}$ ). Como era esperado, as tensões  $v_{a1c1}$  e  $v_{b1c1}$  possuem 7 níveis. Na Figura 3.17(c) mostra-se na parte superior da tela do osciloscópio, a tensão  $v_{a1c1}$  gerada pelo conversor e a corrente de fase  $i_{sa1}$  e na parte inferior da tela do osciloscópio, mostra-se a tensão  $v_{b1c1}$  e a corrente de fase  $i_{sb1}$ , considerando-se a terceira configuração de tensões dos barramentos ( $v_{ca} = v_{cb} = 259\text{V}$  e  $v_{cc} = 86\text{V}$ ). Como era esperado, as tensões  $v_{a1c1}$  e  $v_{b1c1}$  possuem 9 níveis.

### 3.4 Conclusões

Neste capítulo foi apresentada e investigada uma nova topologia de um conversor multinível para acionamento de uma MIH com os terminais em aberto (OEW). O modelo dinâmico do sistema e o seu princípio de funcionamento foram apresentados e estabeleceu-se uma estratégia PWM para determinação dos estados das chaves de potência. A estratégia PWM empregada foi a espacial vetorial ou SV-PWM, emulada pela estratégia LS-PWM equivalente. Com as técnicas de modulação aplicadas foi possível gerar tensões multiníveis para alimentar a MIH com baixo conteúdo harmônico gerado no sistema. Os resultados de simulações e resultados experimentais foram apresentados considerando-se diferentes cenários de relação de tensão dos barramentos, assim como cenários considerando-se MIH com  $\alpha = 0^\circ$ ,  $\alpha = 30^\circ$  e  $\alpha = 60^\circ$ .

Figura 3.17 – Resultados experimentais do equivalente monofásico da topologia INV-OEW-HIB. (a) Tensão  $v_{a1c1}$ , corrente  $i_{sa1}$  e tensão  $v_{b1c1}$ , corrente  $i_{sb1}$  para  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc} = 172V$ . (b) Tensão  $v_{a1c1}$ , corrente  $i_{sa1}$  e tensão  $v_{b1c1}$ , corrente  $i_{sb1}$  para  $v_{ca} = v_{cb} = 230V$  e  $v_{cc} = 115V$ . (c) Tensão  $v_{a1c1}$ , corrente  $i_{sa1}$  e tensão  $v_{b1c1}$ , corrente  $i_{sb1}$  para  $v_{ca} = v_{cb} = 259V$  e  $v_{cc} = 86V$



Fonte: Próprio autor

Comparações com duas topologias convencionais em termos de tensão de modo comum, distorção harmônica e perdas totais foram realizadas e analisadas. Em termos de tensão de modo comum, a topologia proposta é intermediária entre as duas topologias consideradas convencionais. O valor de tensão de modo comum é maior que o da topologia 15L-OEW e menor que o da topologia 12L-OEW. Em relação às distorções harmônicas, o WTHD da configuração proposta mantém-se acima do apresentado pela configuração 15L-OEW e abaixo do apresentado pela configuração 12L-OEW. Quanto à distorção das correntes, a topologia proposta apresenta melhores resultados do que as duas topologia convencionais para  $\alpha = 30^\circ$  e  $\alpha = 60^\circ$ . Apenas para  $\alpha = 0^\circ$ , o THD da topologia 15L-

OEW é melhor que o da topologia proposta. Em relação às perdas, a topologia proposta apresenta maiores perdas de condução que as topologias convencionais, devido à grande quantidade de dispositivos semicondutores. Quanto às perdas de chaveamento, a topologia proposta apresenta as menores perdas. Quando computa-se as perdas totais, a topologia proposta apresenta valores menores que a topologia convencional 12L-OEW. Em relação à topologia 15L-OEW, os valores de perdas totais são, em média, próximos da topologia proposta.

A topologia apresenta-se como uma alternativa a ser utilizada em sistemas de alta potência devido à grande quantidade de níveis que podem ser gerados e pode ser utilizado em aplicações em que há restrições de limites operacionais de tensão e de corrente dos dispositivos semicondutores. Devido à limitações da bancada experimental, foi usado o equivalente monofásico do sistema para validar os estudos e verificou-se que os resultados obtidos estão de acordo com a teoria estudada.

## 4 Conversores CA-CC - Configurações RET-OEW-PD e RET-OEW-SC

### 4.1 Introdução

Neste capítulo, são estudados dois novos conversores multiníveis unidirecionais. Os dois sistemas investigados podem ser usados como retificadores em sistemas CA-CC tais como sistemas de conversão de energia eólica ou WECS (*Wind Energy Conversion Systems*), sistemas de geração para equipamentos aeroespaciais, sistemas de telecomunicações, ou outras aplicações onde não seja necessário fluxo bidirecional de potência. A motivação para o estudos destas topologias decorre do fato da área de sistemas de geração de energia ser atualmente, uma das áreas de pesquisa mais demandadas e que tem levado a indústria a desenvolver novas configurações de geradores e conversores, motivados por economia de escala e redução de custos [115], [116].

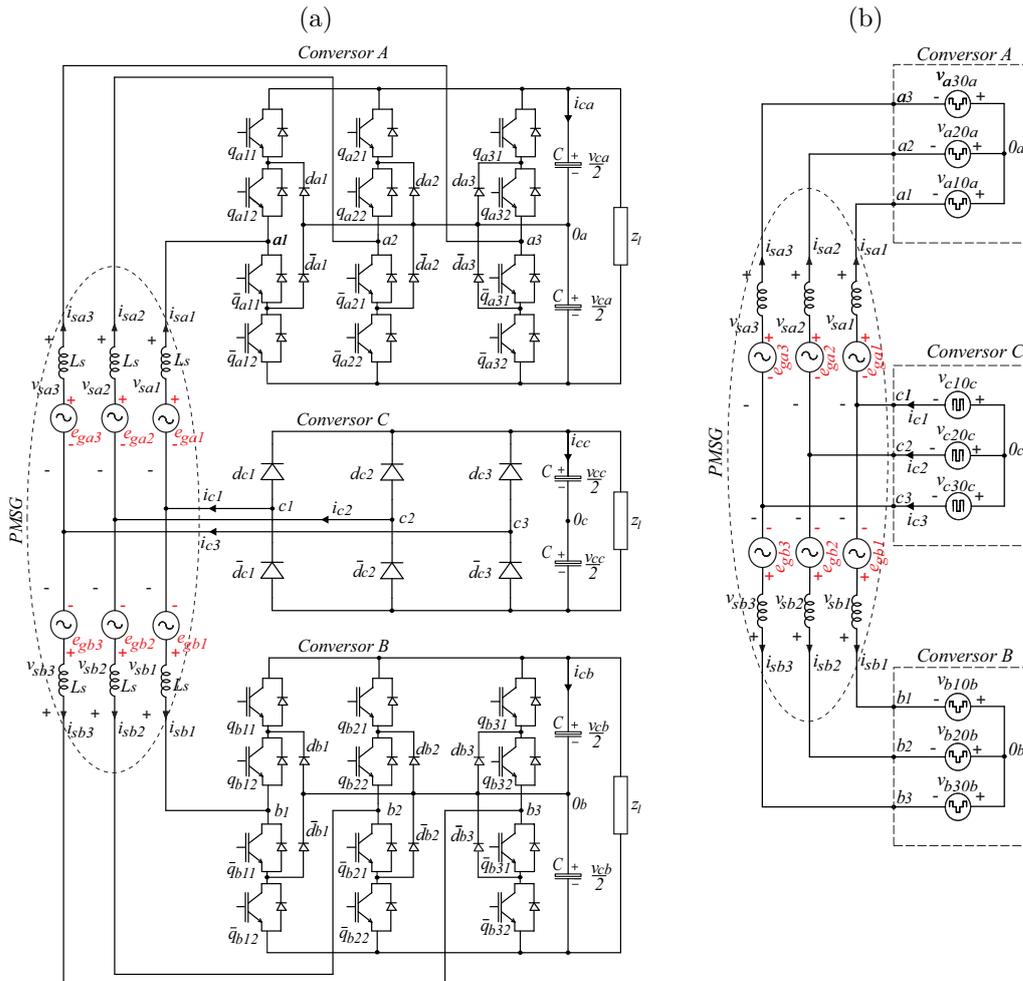
Objetiva-se com estas topologias, reduzir a quantidade de chaves controladas e diminuir a complexidade e os custos dos sistemas. Apresenta-se neste capítulo os modelos dinâmicos dos sistemas, os princípios de operação, estratégias de modulação SV-PWM emuladas a partir da estratégias LS-PWM equivalentes, um sistema de controle para eliminação da distorção de cruzamento por zero causada pelo uso dos diodos e o balanceamento das tensões dos barramentos CC. Estudos relativos à distorções harmônicas e perdas nos semicondutores, são realizados e os resultados são comparados com estruturas convencionais. Resultados de simulações e resultados experimentais são apresentados, para a devida validação dos estudos.

### 4.2 Configuração RET-OEW-PD

A topologia mostrada na Figura 4.1a é chamada de RET-OEW-PD. O termo RET indica que a topologia funciona como um retificador, o termo OEW significa que a máquina é configurada com os terminais abertos e o termo PD indica o uso de uma ponte de diodos. A topologia é formada por dois conversores do tipo NPC para acionamento de um PMSG em OEW e um conversor não controlado, formado por uma ponte trifásica de diodos. Na Figura 4.1b, mostra-se o circuito equivalente simplificado da topologia. Esta configuração pode ser considerada como um sistema híbrido, pois envolve dois tipos diferentes de conversores na mesma estrutura. Ao contrário das topologias estudadas nos capítulos 2 e 3, o uso de diodos na presente estrutura a torna unidirecional. Ou seja, o fluxo de potência ocorre sempre do PMSG para os conversores.

Neste capítulo, todos os estudos são realizados para um PMSG com  $\alpha = 0^\circ$ , significando que as tensões e correntes dos grupos *a* e *b*, estarão sempre em fase. Sabendo-se que o PMSG é composto por dois grupos trifásicos, e conforme estabelecido na seção 2.2, assume-se que um grupo é composto pelas fases  $s_{a1}$ ,  $s_{a2}$  e  $s_{a3}$ , sendo chamado de grupo 'a' e o outro grupo, composto pelas fases  $s_{b1}$ ,  $s_{b2}$  e  $s_{b3}$  é chamado de grupo 'b'.

Figura 4.1 – Configuração RET-OEW-PD. (a) Topologia proposta. (b) Circuito equivalente simplificado



Fonte: Próprio autor

O conversor 'A' é conectado aos terminais de um dos lados do conjunto trifásico 'a' do PMSG, enquanto o conversor 'B' é conectado aos terminais de um dos lados do conjunto trifásico 'b'. Os outros terminais do PMSG são conectados ao conversor 'C', que é compartilhado entre os conjuntos trifásicos 'a' e 'b'. O conversor 'A' é formado pelas chaves  $q_{a11}$ ,  $q_{a12}$ ,  $\bar{q}_{a11}$ ,  $\bar{q}_{a12}$ ,  $q_{a21}$ ,  $q_{a22}$ ,  $\bar{q}_{a21}$ ,  $\bar{q}_{a22}$ ,  $q_{a31}$ ,  $q_{a32}$ ,  $\bar{q}_{a31}$  e  $\bar{q}_{a32}$ . O conversor 'B' é formado pelas chaves  $q_{b11}$ ,  $q_{b12}$ ,  $\bar{q}_{b11}$ ,  $\bar{q}_{b12}$ ,  $q_{b21}$ ,  $q_{b22}$ ,  $\bar{q}_{b21}$ ,  $\bar{q}_{b22}$ ,  $q_{b31}$ ,  $q_{b32}$ ,  $\bar{q}_{b31}$  e  $\bar{q}_{b32}$ . O conversor 'C' é formado pelos diodo  $d_{c1}$ ,  $\bar{d}_{c1}$ ,  $d_{c2}$ ,  $\bar{d}_{c2}$ ,  $d_{c3}$  e  $\bar{d}_{c3}$ . Os pares  $q_{a11}\bar{q}_{a11}$ ,  $q_{a12}\bar{q}_{a12}$ ,  $q_{a21}\bar{q}_{a21}$ ,  $q_{a22}\bar{q}_{a22}$ ,  $q_{a31}\bar{q}_{a31}$ ,  $q_{a32}\bar{q}_{a32}$ ,  $q_{b11}\bar{q}_{b11}$ ,  $q_{b12}\bar{q}_{b12}$ ,  $q_{b21}\bar{q}_{b21}$ ,  $q_{b22}\bar{q}_{b22}$ ,  $q_{b31}\bar{q}_{b31}$ ,  $q_{b32}\bar{q}_{b32}$  são

complementares. Dado que em cada braço do conversor 'C' cada diodo conduz por vez, a depender do sentido da corrente, os pares de diodos  $d_{c1}\bar{d}_{c1}$ ,  $d_{c2}\bar{d}_{c2}$ ,  $d_{c3}\bar{d}_{c3}$  também podem ser considerados complementares.

Conforme desenvolvido no capítulo 2, sabe-se que o valor da corrente no conversor 'C' depende do ângulo  $\alpha$ , sendo dada por  $I_c = I_s\sqrt{2(1 + \cos\alpha)}$ . Sabe-se também que as correntes dos conversores 'A' e 'B' estão em fase, pelo fato do PMSG ter  $\alpha = 0^\circ$ . Neste contexto, o conversor 'C' processa o dobro da potência processada pelos conversores 'A' e 'B'.

Nesta topologia, é necessário sincronizar as tensões e correntes dos conversores para evitar distorções de cruzamento no zero, causadas pelo uso de diodos. Um sistema de controle em malha fechada é desenvolvido com fins de eliminar as distorções.

Na figura 4.2, mostra-se um retificador convencional, introduzido em [117]. Assim como a topologia proposta, a convencional opera como retificador com três barramentos CC e um PMSG hexafásico em OEW. No entanto, a topologia convencional é composta por quatro conversores de dois níveis com IGBT's. Desta forma, esta topologia convencional é bidirecional e pode ser utilizada como inversor ou retificador.

#### 4.2.1 Modelo do Sistema

Considerando-se que as variáveis  $v_{sak}$ ,  $v_{sbk}$ ,  $i_{sak}$ ,  $i_{sbk}$  e  $i_{ck}$  representam as tensões e correntes do estator do PMSG, e que os índices  $a$ ,  $b$  e  $c$ , referem-se aos conversores 'A', 'B' e 'C', respectivamente, usa-se as leis de Kirchhoff para modelar o sistema.

$$i_{ck} = i_{sak} + i_{sbk} \quad (4.1)$$

$$v_{sak} = v_{akck} - v_{0ac} = e_{gak} + l_s \frac{di_{sak}}{dt} + r_s i_{sak} \quad (4.2)$$

$$v_{sbk} = v_{bkck} - v_{0bc} = e_{gbk} + l_s \frac{di_{sbk}}{dt} + r_s i_{sbk} \quad (4.3)$$

com

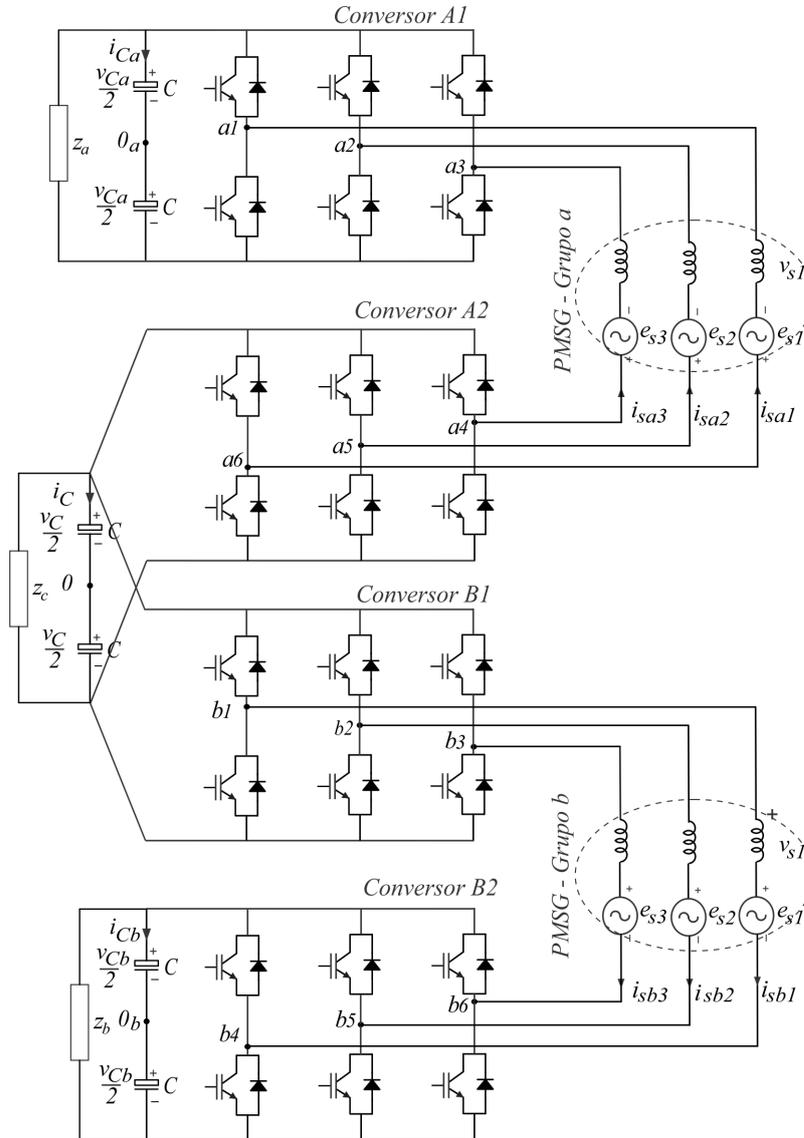
$$v_{akck} = v_{ak0a} - v_{ck0c} \quad (4.4)$$

$$v_{bkck} = v_{bk0b} - v_{ck0c} \quad (4.5)$$

onde  $k = 1, 2, 3$ .

As tensões  $v_{ak0a}$ ,  $v_{bk0b}$  e  $v_{ck0c}$  de (4.4)-(4.5) representam as tensões de polo do sistema, enquanto  $v_{0ac}$  e  $v_{0bc}$  representam as tensões entre os pontos centrais dos barramentos CC  $0_a$  e  $0_c$  e  $0_b$  e  $0_c$ , respectivamente.

Figura 4.2 – Configuração convencional.



Fonte: Próprio autor

As tensões de polo  $v_{ak0a}$  e  $v_{bk0b}$  dependem dos estados das chaves de potência dos conversores 'A' e 'B', e podem ser definidas por

$$v_{xk0x} = (q_{xk1} + q_{xk2} - 1) \frac{v_{Cx}}{2} \quad (4.6)$$

A tensão de polo  $v_{ck0c}$  depende do sentido da corrente do conversor não controlado 'C'. Os possíveis valores assumidos pelas tensões de polo do sistema são apresentados nas Tabelas 4.1 e 4.2.

As tensões  $v_{sak}$  e  $v_{sbk}$  [introduzidas em (4.2)-(4.3)] podem ser expressas em função

Tabela 4.1 – Tensões de polo  $v_{xk0x}$ , com  $x = \{a, b\}$ 

$q_{xk1}$	$q_{xk2}$	$\bar{q}_{xk1}$	$\bar{q}_{xk2}$	$v_{xk0x}$
0	0	1	1	$-\frac{v_{Cx}}{2}$
0	1	1	0	0
1	1	0	0	$\frac{v_{Cx}}{2}$

 Tabela 4.2 – Tensões de polo  $v_{ck0c}$ 

Sinal da corrente	$v_{ck0c}$
$i_{ck} \geq 0$	$-\frac{v_{Cc}}{2}$
$i_{ck} < 0$	$\frac{v_{Cc}}{2}$

das tensões de polo  $v_{ak0a}$ ,  $v_{bk0b}$  e  $v_{ck0c}$ , ou seja,

$$v_{sa1} = v_{a10a} - v_{c10c} - v_{0ac} = v_{a1c1} - v_{0ac} \quad (4.7)$$

$$v_{sb1} = v_{b10b} - v_{c10c} - v_{0bc} = v_{b1c1} - v_{0bc} \quad (4.8)$$

$$v_{sa2} = v_{a20a} - v_{c20c} - v_{0ac} = v_{a2c2} - v_{0ac} \quad (4.9)$$

$$v_{sb2} = v_{b20b} - v_{c20c} - v_{0bc} = v_{b2c2} - v_{0bc} \quad (4.10)$$

$$v_{sa3} = v_{a30a} - v_{c30c} - v_{0ac} = v_{a3c3} - v_{0ac} \quad (4.11)$$

$$v_{sb3} = v_{b30b} - v_{c30c} - v_{0bc} = v_{b3c3} - v_{0bc}. \quad (4.12)$$

Assumindo-se que o sistema é simétrico, ou seja,  $v_{sa1} + v_{sa2} + v_{sa3} = 0$  e  $v_{sb1} + v_{sb2} + v_{sb3} = 0$ , as tensões  $v_{0ac}$  e  $v_{0bc}$  são dadas por

$$v_{0ac} = \frac{1}{3} \sum_{k=1}^3 v_{akck} \quad (4.13)$$

$$v_{0bc} = \frac{1}{3} \sum_{k=1}^3 v_{bkck}. \quad (4.14)$$

#### 4.2.2 Vetores de Tensão - Topologia RET-OEW-PD

Na topologia estudada, a relação tensões de barramentos considerada é  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ . A normalização das tensões dos barramentos é feita pela introdução da variável  $v_{ct}$ , definida por:

$$v_{ct} = (v_{ca} + v_{cc})/2 = (v_{cb} + v_{cc})/2. \quad (4.15)$$

As Tabelas 4.3 e 4.4, apresentam os vetores gerados pela configuração proposta, considerando-se todos os possíveis estados das chaves de potência para a relação de tensões de barramentos  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ .

A variável  $\mathbf{v}_{\mathbf{nk}}$  representa os vetores de tensão gerados, podendo ser definida por  $\mathbf{v}_{\mathbf{nk}} = v_{akck} + jv_{bkck}$  ( $n = 0,1,2,\dots,17$ ) e ( $j = \sqrt{-1}$ ). Os vetores de tensão  $\mathbf{v}_{\mathbf{nk}}$ , considerando  $i_{ck} \geq 0$ , são mostrados na Tabela 4.3, enquanto a Tabela 4.4 mostra os vetores instantâneos para  $i_{ck} < 0$ . Conforme se observa, para esta relação de tensões de barramentos, o sistema gera cinco níveis diferentes de tensões ( $-v_{ct}$ ,  $-0,5v_{ct}$ ,  $0$ ,  $0,5v_{ct}$ ,  $v_{ct}$ ).

Tabela 4.3 – Vetores e tensões geradas nos planos  $v_{akck} \times v_{bkck}$  para  $i_{ck} \geq 0$

$q_{ak1}$	$q_{ak2}$	$q_{bk1}$	$q_{bk2}$	$\mathbf{V}_{\mathbf{nk}}$	$v_{akck}$	$v_{bkck}$
0	0	0	0	$\mathbf{V}_{0\mathbf{k}}$	0	0
0	0	0	1	$\mathbf{V}_{6\mathbf{k}}$	0	$0,5v_{ct}$
0	0	1	1	$\mathbf{V}_{9\mathbf{k}}$	0	$v_{ct}$
0	1	0	0	$\mathbf{V}_{2\mathbf{k}}$	$0,5v_{ct}$	0
0	1	0	1	$\mathbf{V}_{5\mathbf{k}}$	$0,5v_{ct}$	$0,5v_{ct}$
0	1	1	1	$\mathbf{V}_{8\mathbf{k}}$	$0,5v_{ct}$	$v_{ct}$
1	1	0	0	$\mathbf{V}_{3\mathbf{k}}$	$v_{ct}$	0
1	1	0	1	$\mathbf{V}_{4\mathbf{k}}$	$v_{ct}$	$0,5v_{ct}$
1	1	1	1	$\mathbf{V}_{7\mathbf{k}}$	$v_{ct}$	$v_{ct}$

Tabela 4.4 – Vetores e tensões geradas nos planos  $v_{akck} \times v_{bkck}$  para  $i_{ck} < 0$

$q_{ak1}$	$q_{ak2}$	$q_{bk1}$	$q_{bk2}$	$\mathbf{V}_{\mathbf{nk}}$	$v_{akck}$	$v_{bkck}$
0	0	0	0	$\mathbf{V}_{17\mathbf{k}}$	$-v_{ct}$	$-v_{ct}$
0	0	0	1	$\mathbf{V}_{12\mathbf{k}}$	$-v_{ct}$	$-0,5v_{ct}$
0	0	1	1	$\mathbf{V}_{11\mathbf{k}}$	$-v_{ct}$	0
0	1	0	0	$\mathbf{V}_{16\mathbf{k}}$	$-0,5v_{ct}$	$v_{ct}$
0	1	0	1	$\mathbf{V}_{13\mathbf{k}}$	$-0,5v_{ct}$	$-0,5v_{ct}$
0	1	1	1	$\mathbf{V}_{10\mathbf{k}}$	$-0,5v_{ct}$	0
1	1	0	0	$\mathbf{V}_{15\mathbf{k}}$	0	$-v_{ct}$
1	1	0	1	$\mathbf{V}_{14\mathbf{k}}$	0	$-0,5v_{ct}$
1	1	1	1	$\mathbf{V}_{1\mathbf{k}}$	0	0

### 4.2.3 Tensões de Polo de Referência

As seis tensões de polo de referência,  $v_{akck}^*$  e  $v_{bkck}^*$ , são determinadas a partir das tensões de fase de referência,  $v_{sak}^*$  e  $v_{sbk}^*$ , que são impostas à PMSG, assim como das tensões de referência auxiliares  $v_{0ac}^*$  e  $v_{0bc}^*$ .

#### 4.2.3.1 Determinação de $v_{0ac}^*$ a partir de $v_{sak}^*$

De forma semelhante aos desenvolvimentos feitos nos capítulos 2 e 3, usa-se as tensões de referência impostas à PMSG,  $v_{sak}^*$ , para definir as tensões de referência  $v_{akck}^*$ .

As relações entre estas tensões são dadas por:

$$v_{a1c1}^* = v_{sa1}^* + v_{0ac}^* \quad (4.16)$$

$$v_{a2c2}^* = v_{sa2}^* + v_{0ac}^* \quad (4.17)$$

$$v_{a3c3}^* = v_{sa3}^* + v_{0ac}^* \quad (4.18)$$

As tensões  $v_{sak}^*$  devem ser escolhidas respeitando-se os limites de  $v_{0ac}^*$  de forma que

$$v_{0ac_{min}}^* \leq v_{0ac}^* \leq v_{0ac_{max}}^* \quad (4.19)$$

onde

$$v_{0ac_{max}}^* = \frac{(v_{Ca}^* + v_{Ce}^*)}{2} - \max\{v_{sa1}^*, v_{sa2}^*, v_{sa3}^*\} \quad (4.20)$$

$$v_{0ac_{min}}^* = -\frac{(v_{Ca}^* + v_{Ce}^*)}{2} - \min\{v_{sa1}^*, v_{sa2}^*, v_{sa3}^*\} \quad (4.21)$$

Seguindo o mesmo conceito apresentado na seção 2.2.4, a tensão auxiliar,  $v_{0ac}^*$ , pode ser escrita em função do fator de distribuição de roda livre,  $\mu_{0ac}$  ( $0 \leq \mu_{0ac} \leq 1$ ), definido em [109] e [110]. Assim,  $v_{0ac}^*$  pode ser determinada por:

$$v_{0ac}^* = \mu_{0ac} v_{0ac_{max}}^* + (1 - \mu_{0ac}) v_{0ac_{min}}^* \quad (4.22)$$

Fazendo-se uma análise semelhante à já apresentada na seção 2.2.4, percebe-se que, se  $\mu_{0ac} = 0$ , obtém-se os valores mínimos de  $v_{0ac}^*$  e se  $\mu_{0ac} = 1$ , obtém-se os valores máximos de  $v_{0ac}^*$ . Nestes casos, ou um braço do conversor 'A' ou um do conversor 'C', opera com frequência de chaveamento nula. Para  $\mu_{0ac} = 0,5$ , obtém-se valores médios de  $v_{0ac}^*$ . Neste caso, os pulsos de tensão são centrados na metade do período do sinal da portadora PWM, resultando-se em menores distorções harmônicas das tensões geradas pelos conversores, conforme demonstrado em [109].

Após a escolha de  $\mu_{0ac}$ , calcula-se a variável auxiliar  $v_{0ac}^*$  e em seguida determina-se as tensões  $v_{akck}^*$  a partir de (4.16)-(4.18).

#### 4.2.3.2 Determinação de $v_{0bc}^*$ a partir de $v_{sbk}^*$

A determinação das tensões de referência  $v_{bkck}^*$  é feita seguindo o mesmo procedimento adotado na determinação de  $v_{akck}^*$ . A partir de (4.3), usa-se as tensões de referência impostas à PMSG,  $v_{sbk}^*$ , para se chegar às seguinte relações:

$$v_{b1c1}^* = v_{sb1}^* + v_{0bc}^* \quad (4.23)$$

$$v_{b2c2}^* = v_{sb2}^* + v_{0bc}^* \quad (4.24)$$

$$v_{b3c3}^* = v_{sb3}^* + v_{0bc}^* \quad (4.25)$$

As tensões  $v_{sbk}^*$  devem ser escolhidas respeitando-se os limites de  $v_{0bc}^*$  de forma que

$$v_{0bc_{min}}^* \leq v_{0bc}^* \leq v_{0bc_{max}}^* \quad (4.26)$$

onde

$$v_{0bc_{max}}^* = \frac{(v_{Cb}^* + v_{Cc}^*)}{2} - \max\{v_{sb1}^*, v_{sb2}^*, v_{sb3}^*\} \quad (4.27)$$

$$v_{0bc_{min}}^* = -\frac{(v_{Cb}^* + v_{Cc}^*)}{2} - \min\{v_{sb1}^*, v_{sb2}^*, v_{sb3}^*\} \quad (4.28)$$

A variável  $v_{0bc}^*$  também deve ser determinada em função do fator de roda livre  $\mu_{0bc}$  ( $0 \leq \mu_{0bc} \leq 1$ ), de tal forma que  $v_{0bc}^*$  pode ser escrito como:

$$v_{0bc}^* = \mu_{0bc} v_{0bc_{max}}^* + (1 - \mu_{0bc}) v_{0bc_{min}}^* \quad (4.29)$$

Seguindo o mesmo critério adotado na determinação  $\mu_{0ac}$ , com fins de obtenção de menores distorções harmônicas [109], escolhe-se  $\mu_{0bc} = 0,5$ .

Após a escolha de  $\mu_{0bc}$ , calcula-se a variável auxiliar  $v_{0bc}^*$  e em seguida determina-se as tensões  $v_{bkck}^*$  a partir de (4.23)-(4.25).

#### 4.2.4 Implementação da Estratégia PWM

A estratégia de modulação utilizada neste trabalho é a mesma desenvolvida em [76, 77]. Esta técnica usa SV-PWM e LS-PWM com o objetivo de gerar tensões com baixo conteúdo harmônico e baixas perdas nos dispositivos semicondutores. O sistema é analisado em tres planos vetoriais idênticos e independentes definidos pelas tensões  $v_{akck}$  e  $v_{bkck}$ . Nesta técnica, o SV-PWM define os estados das chaves a partir da análise vetorial do planos e a estratégia LS-PWM define os estados das chaves comparando as tensões de referência  $v_{akck}^*$  e  $v_{bkck}^*$  com portadoras triangulares de alta frequência com diferentes níveis. As tensões  $v_{akck}^*$  e  $v_{bkck}^*$  são obtidas a partir das tensões de referência  $v_{sak}^*$  e  $v_{sbk}^*$  impostas ao PMSG. A análise do sistema é considerado em três planos vetoriais individuais ( $v_{akck}$  x  $v_{bkck}$ ) para  $k = 1, 2, 3$ .

#### 4.2.5 Modulação SVPWM e LS-PWM

A técnica utiliza o LS-PWM para implementar o SV-PWM. O sistema de seis dimensões é analisado em tres planos idênticos definidos pelas tensões  $v_{akck}$  x  $v_{bkck}$  ( $k = 1, 2, 3$ ), como mostrado na Figura 4.3. Os vetores de tensão instantânea  $\mathbf{v}_{nk} = v_{akck} + jv_{bkck}$  ( $j = \sqrt{-1}$ ) dependem da direção da corrente do conversor 'C' e são definidos em função dos estados das chaves de potência dos conversores 'A' e 'B' e da variável  $v_{ct} = (1/2)(v_{ca} + v_{cc}) = (1/2)(v_{cb} + v_{cc})$ . Neste capítulo todas as análise serão feitas considerando-se a relação entre as tensões dos barramento sendo  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ .

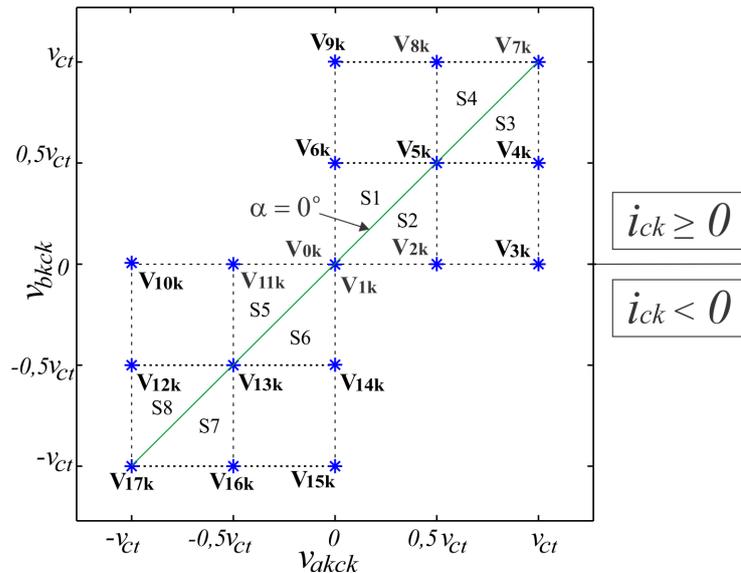
Na Figura 4.3, mostra-se o diagrama vetorial, ( $v_{akck} \times v_{bkck}$ ), obtido a partir das informações das Tabelas 4.3 e 4.4, para o sistema operando com  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ . A técnica LS-PWM define os estados das chaves comparando as tensões de referência  $v_{akck}^*$  e  $v_{bkck}^*$  com quatro portadoras de alta frequência localizadas entre os cinco níveis gerados.

O vetor tensão de referência, definido por  $\mathbf{v}_{nk}^* = v_{akck}^* + jv_{bkck}^*$ , é sintetizado pelos conversores no intervalo de um ciclo de chaveamento de tamanho 'T'. Para  $\alpha = 0^\circ$ , a trajetória descrita por  $\mathbf{v}_{nk}^*$  no plano vetorial  $v_{akck} \times v_{bkck}$  é a diagonal principal, dado que  $v_{sak}^*$  e  $v_{sbk}^*$  estão em fase e que  $v_{akck}^* = v_{bkck}^*$ .

Entretanto, a escolha simples dos vetores da diagonal principal desbalanceiam as tensões dos capacitores dos barramentos. A solução encontrada para o realizar o balanceamento foi utilizar não, somente os vetores da diagonal principal e sim fazer uso dos setores, destacados na Figura 4.3.

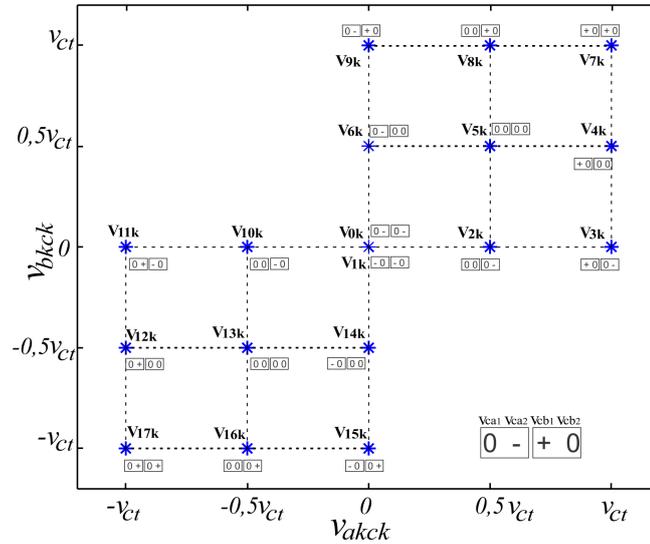
O estudo do comportamento de cargas dos capacitores dos barramentos, de acordo com o sentido das correntes que fluem nos barramentos, deu origem ao diagrama apresentado na Figura 4.4. Os retângulos ao lado de cada vetor ilustram a situação de carregamento dos barramentos dos conversores 'A' e 'B'. O primeiro retângulo refere-se aos capacitores do barramento do conversor 'A', enquanto o segundo, aos capacitores do barramento do conversor 'B'. O sinal '+' significa que o capacitor está sendo carregado. O sinal '-' indica que o capacitor está sendo descarregado e o sinal '0' indica que o estado de carga não é alterado.

Figura 4.3 – Plano vetorial  $v_{akck} \times v_{bkck}$  para  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$



Fonte: Próprio autor

Figura 4.4 – Diagrama de cargas dos barramentos para  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$



Fonte: Próprio autor

### 4.2.6 Sequência de Vetores

A escolha da sequência de aplicação dos vetores em cada setor deve ser feita considerando-se, além dos efeitos de carregamento dos barramentos, também os seus efeitos em termos de distorção harmônica e perdas de potência por chaveamento. Na Tabela 4.5 mostra-se as sequências de aplicação dos vetores de tensão, aplicados simetricamente em relação à metade do período de amostragem ( $T/2$ ), satisfazendo o critério de menor chaveamento e de balanceamento dos barramentos.

Tabela 4.5 – Sequência de aplicação dos vetores para  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$

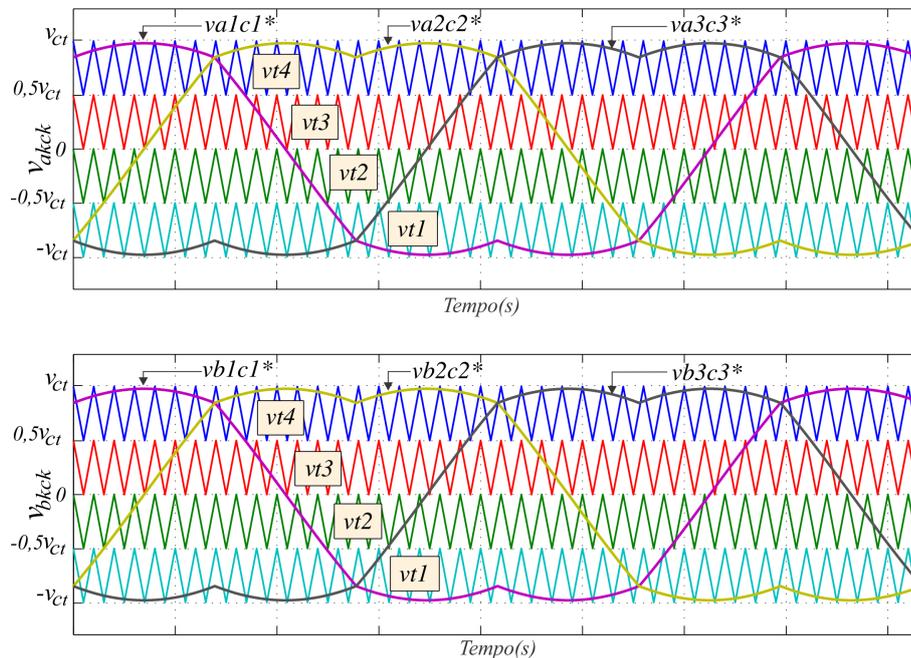
Setor	Vetores	Sequência de aplicação
S1	$\mathbf{V}_{0k}, \mathbf{V}_{5k}, \mathbf{V}_{6k}$	$\mathbf{V}_{0k} \rightarrow \mathbf{V}_{6k} \rightarrow \mathbf{V}_{5k} \rightarrow \mathbf{V}_{6k} \rightarrow \mathbf{V}_{0k}$
S2	$\mathbf{V}_{0k}, \mathbf{V}_{2k}, \mathbf{V}_{5k}$	$\mathbf{V}_{0k} \rightarrow \mathbf{V}_{2k} \rightarrow \mathbf{V}_{5k} \rightarrow \mathbf{V}_{2k} \rightarrow \mathbf{V}_{0k}$
S3	$\mathbf{V}_{4k}, \mathbf{V}_{5k}, \mathbf{V}_{7k}$	$\mathbf{V}_{5k} \rightarrow \mathbf{V}_{4k} \rightarrow \mathbf{V}_{7k} \rightarrow \mathbf{V}_{4k} \rightarrow \mathbf{V}_{5k}$
S4	$\mathbf{V}_{5k}, \mathbf{V}_{7k}, \mathbf{V}_{8k}$	$\mathbf{V}_{5k} \rightarrow \mathbf{V}_{8k} \rightarrow \mathbf{V}_{7k} \rightarrow \mathbf{V}_{8k} \rightarrow \mathbf{V}_{5k}$
S5	$\mathbf{V}_{1k}, \mathbf{V}_{10k}, \mathbf{V}_{13k}$	$\mathbf{V}_{13k} \rightarrow \mathbf{V}_{10k} \rightarrow \mathbf{V}_{1k} \rightarrow \mathbf{V}_{10k} \rightarrow \mathbf{V}_{13k}$
S6	$\mathbf{V}_{1k}, \mathbf{V}_{13k}, \mathbf{V}_{14k}$	$\mathbf{V}_{13k} \rightarrow \mathbf{V}_{14k} \rightarrow \mathbf{V}_{1k} \rightarrow \mathbf{V}_{14k} \rightarrow \mathbf{V}_{13k}$
S7	$\mathbf{V}_{13k}, \mathbf{V}_{16k}, \mathbf{V}_{17k}$	$\mathbf{V}_{17k} \rightarrow \mathbf{V}_{16k} \rightarrow \mathbf{V}_{13k} \rightarrow \mathbf{V}_{16k} \rightarrow \mathbf{V}_{17k}$
S8	$\mathbf{V}_{12k}, \mathbf{V}_{13k}, \mathbf{V}_{17k}$	$\mathbf{V}_{17k} \rightarrow \mathbf{V}_{12k} \rightarrow \mathbf{V}_{13k} \rightarrow \mathbf{V}_{12k} \rightarrow \mathbf{V}_{17k}$

### 4.2.7 Estratégia LS-PWM

Assim como nos capítulos anteriores, a implementação da técnica SV-PWM apresentada é feita através da aplicação de uma estratégia LS-PWM. As portadoras triangulares são comparadas com duas tensões de referência simultaneamente ( $v_{akck}^*$  e  $v_{bkck}^*$ ).

A definição dos estados das chaves de potência é feita através da comparação das tensões de referência  $v_{akck}^*$  e  $v_{bkck}^*$  com as quatro portadoras triangulares de alta frequência que são localizadas entre os níveis gerados pela configuração proposta, conforme ilustrado na Figura 4.5. A primeira portadora,  $v_{t1}$ , é definida entre os níveis  $-v_{Ct}$  e  $-0,5v_{Ct}$ , a segunda portadora,  $v_{t2}$ , entre os níveis  $-0,5v_{Ct}$  e  $0$ , a terceira,  $v_{t3}$ , entre os níveis  $0$  e  $0,5v_{Ct}$  e a última,  $v_{t4}$ , entre os níveis  $0,5v_{Ct}$  e  $v_{Ct}$ . Assim como nos capítulos anteriores, os tempos de aplicação dos vetores são obtidos diretamente, a partir das comparações entre as portadoras de alta frequência e as tensões de referência, conforme mostrado na Figura 4.6. Diferentemente da técnica LS-PWM convencional, onde se faz a comparação de portadoras com uma única tensão de referência, na técnica aplicada nesta tese, a comparação das portadoras é feita com duas tensões de referência ( $v_{akck}^*$  e  $v_{bkck}^*$ ), simultaneamente.

Figura 4.5 – Estratégia de modulação LS-PWM, com  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ .

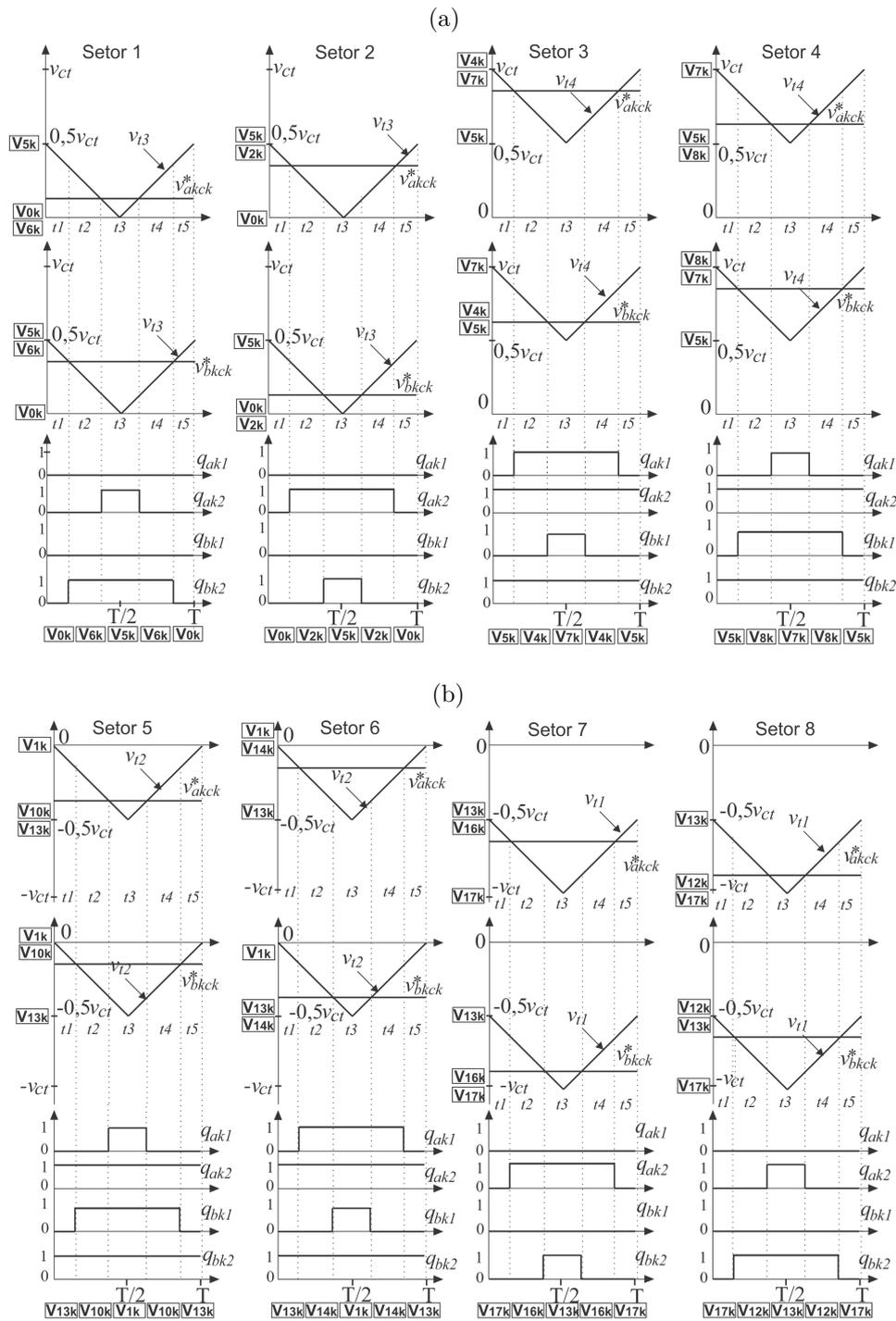


Fonte: Próprio autor

## 4.3 Configuração RET-OEW-SC

A segunda topologia estudada neste capítulo é formada por três conversores trifásicos com braços tipo NPC semicontrolados. Neste tipo de conversor, tanto a chave

Figura 4.6 – Técnica LS-PWM com  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ . (a) Setores S1 - S4. (b) Setores S5 - S8.



Fonte: Próprio autor

controlada da parte superior quanto a da parte inferior de um braço NPC convencional, são substituídos por chaves não controladas (diodos). Na Figura 4.7, mostra-se a configuração estudada e o seu circuito equivalente simplificado. Assim como a topologia RET-OEW-PD, esta nova topologia, chamada RET-OEW-SC, é também um conversor

multinível unidirecional, usado como retificador em sistemas CA-CC, tais como WECS, sistemas detelecomunicações ou qualquer outra aplicação onde não seja necessário o fluxo bidirecional de potência. O sistema é adequado para uso em sistemas de alta potência que apresentam restrições de limites operacionais de tensão e corrente.

A motivação principal de estudar esta topologia, baseia-se na possibilidade de baixar custos, pela substituição de chaves controladas por chaves não controladas, assim como, diminuir a complexidade da estrutura. Devido à semelhança das duas estruturas estudadas neste capítulo, verifica-se que as metodologias de modelagem e estratégias de modulação são praticamente idênticas. Assim sendo, os pontos em comum entre as duas topologias serão apenas apontados no texto para evitar repetições.

A forma de ligação dos conversores ao PMSG é idêntica à da topologia anterior. Os conversores 'A' e 'B' são conectados aos terminais abertos do PMSG, enquanto o conversor 'C' funciona de forma compartilhada com os demais. O uso dos diodos nos braços semicontrolados, provoca distorção de cruzamento pelo zero e, portanto, é necessário um sistema de controle para sincronizar tensões de fase e correntes geradas.

### 4.3.1 Modelo do Sistema

Considerando-se que as variáveis  $v_{sak}$ ,  $v_{sbk}$ ,  $i_{sak}$ ,  $i_{sbk}$  e  $i_{ck}$  representam as tensões e correntes do estator do PMSG, e que os índices  $a$ ,  $b$  e  $c$ , referem-se aos conversores 'A', 'B' e 'C', respectivamente, usa-se as leis de Kirchhoff para modelar o sistema.

$$i_{ck} = i_{sak} + i_{sbk} \quad (4.30)$$

$$v_{sak} = v_{akck} - v_{0ac} = e_{gak} + l_s \frac{di_{sak}}{dt} + r_s i_{sak} \quad (4.31)$$

$$v_{sbk} = v_{bkck} - v_{0bc} = e_{gbk} + l_s \frac{di_{sbk}}{dt} + r_s i_{sbk} \quad (4.32)$$

com

$$v_{akck} = v_{ak0a} - v_{ck0c} \quad (4.33)$$

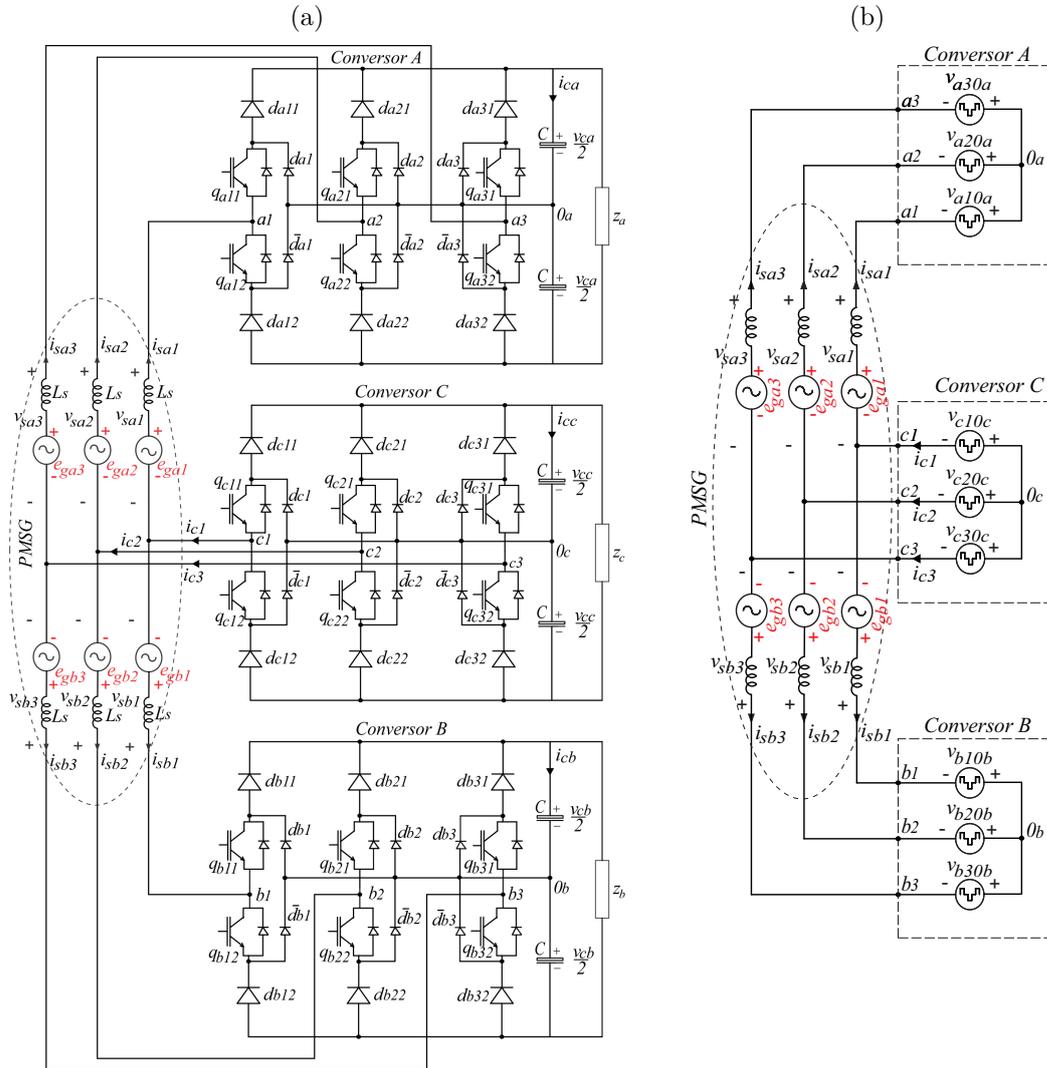
$$v_{bkck} = v_{bk0b} - v_{ck0c} \quad (4.34)$$

onde  $k = 1, 2, 3$ .

As tensões  $v_{ak0a}$ ,  $v_{bk0b}$  e  $v_{ck0c}$  representam as tensões de polo do sistema, enquanto  $v_{0ac}$  e  $v_{0bc}$  representam as tensões entre os pontos centrais dos barramentos CC  $0_a$  e  $0_c$  e  $0_b$  e  $0_c$ , respectivamente.

Nesta configuração, as tensões de polo dos conversores 'A', 'B' e 'C', são todas dependentes dos estados das chaves e também do sentido da corrente. As chaves controladas são representadas por  $q_{ak}$ ,  $q_{bk}$  e  $q_{ck}$ , com seus respectivos subíndices, e as chaves não controladas são representadas por  $d_{ak}$ ,  $d_{bk}$  e  $d_{ck}$ , com seus subíndices.

Figura 4.7 – Configuração RET-OEW-SC. (a) Topologia proposta. (b) Circuito equivalente simplificado



Fonte: Próprio autor

As tensões de polo dos conversores 'A', 'B' e 'C', são dadas por:

se  $i_{ck} \geq 0$

$$v_{ak0a} = (1 - q_{ak2}) \frac{v_{Ca}}{2} \quad (4.35)$$

$$v_{bk0b} = (1 - q_{bk2}) \frac{v_{Cb}}{2} \quad (4.36)$$

$$v_{ck0c} = -(1 - q_{ck1}) \frac{v_{Cc}}{2} \quad (4.37)$$

se  $i_{ck} < 0$

$$v_{ak0a} = -(1 - q_{ak1}) \frac{v_{Ca}}{2} \quad (4.38)$$

$$v_{bk0b} = -(1 - q_{bk1}) \frac{v_{Cb}}{2} \quad (4.39)$$

$$v_{ck0c} = (1 - q_{ck2}) \frac{v_{Cc}}{2} \quad (4.40)$$

### 4.3.2 Vetores de Tensão - Topologia RET-OEW-SC

Para esta topologia, são estudadas duas relações de barramentos diferentes. A Tabela 4.6 mostra os vetores gerados considerando-se a relação tensões de  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ . Na Tabela 4.7 são mostrados os vetores gerados considerando-se a relação de tensões dos barramentos  $v_{ca} = v_{cb} = 2v_{cc}$ . A variável de normalização dos barramentos,  $v_{ct}$ , é definida por  $v_{ct} = (v_{ca} + v_{cc})/2 = (v_{cb} + v_{cc})/2$ . Em ambas tabelas, os espaços marcados com 'x' indicam que a chave de potência pode assumir o estado 0 ou 1, sem afetar o valor da tensão de polo correspondente.

Note que para  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ , são gerados 5 níveis de tensões ( $-v_{ct}, -0,5v_{ct}, 0, 0,5v_{ct}$  e  $v_{ct}$ ) e para  $v_{ca} = v_{cb} = 2v_{cc}$ , são gerados sete níveis ( $-v_{ct}, -2v_{ct}/3, -v_{ct}/3, 0, v_{ct}/3, 2v_{ct}/3$  e  $v_{ct}$ ).

Tabela 4.6 – Níveis de tensões  $v_{akck}$  e  $v_{bkck}$  para  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$  - Configuração RET-OEW-SC

	$[q_{ak1}, q_{ak2}, q_{bk1}, q_{bk2}, q_{ck1}, q_{ck2}]$	$\mathbf{V}_{nk}$	$v_{akck}$	$v_{bkck}$
$i_{ck} \geq 0$	[x, 0, x, 0, 0, x]	$\mathbf{V}_{1k}$	$v_{ct}$	$v_{ct}$
	[x, 0, x, 0, 1, x]	$\mathbf{V}_{2k}$	$0,5v_{ct}$	$0,5v_{ct}$
	[x, 0, x, 1, 0, x]	$\mathbf{V}_{3k}$	$v_{ct}$	$0,5v_{ct}$
	[x, 0, x, 1, 1, x]	$\mathbf{V}_{4k}$	$0,5v_{ct}$	0
	[x, 1, x, 0, 0, x]	$\mathbf{V}_{5k}$	$0,5v_{ct}$	$v_{ct}$
	[x, 1, x, 0, 1, x]	$\mathbf{V}_{6k}$	0	$0,5v_{ct}$
	[x, 1, x, 1, 0, x]	$\mathbf{V}_{7k}$	$0,5v_{ct}$	$0,5v_{ct}$
	[x, 1, x, 1, 1, x]	$\mathbf{V}_{8k}$	0	0
$i_{ck} < 0$	[1, x, 1, x, x, 1]	$\mathbf{V}_{9k}$	0	0
	[1, x, 1, x, x, 0]	$\mathbf{V}_{10k}$	$-0,5v_{ct}$	$-0,5v_{ct}$
	[1, x, 0, x, x, 1]	$\mathbf{V}_{11k}$	0	$-0,5v_{ct}$
	[1, x, 0, x, x, 0]	$\mathbf{V}_{12k}$	$-0,5v_{ct}$	$-v_{ct}$
	[0, x, 1, x, x, 1]	$\mathbf{V}_{13k}$	$-0,5v_{ct}$	0
	[0, x, 1, x, x, 0]	$\mathbf{V}_{14k}$	$-v_{ct}$	$-0,5v_{ct}$
	[0, x, 0, x, x, 1]	$\mathbf{V}_{15k}$	$-0,5v_{ct}$	$-0,5v_{ct}$
	[0, x, 0, x, x, 0]	$\mathbf{V}_{16k}$	$-v_{ct}$	$-v_{ct}$

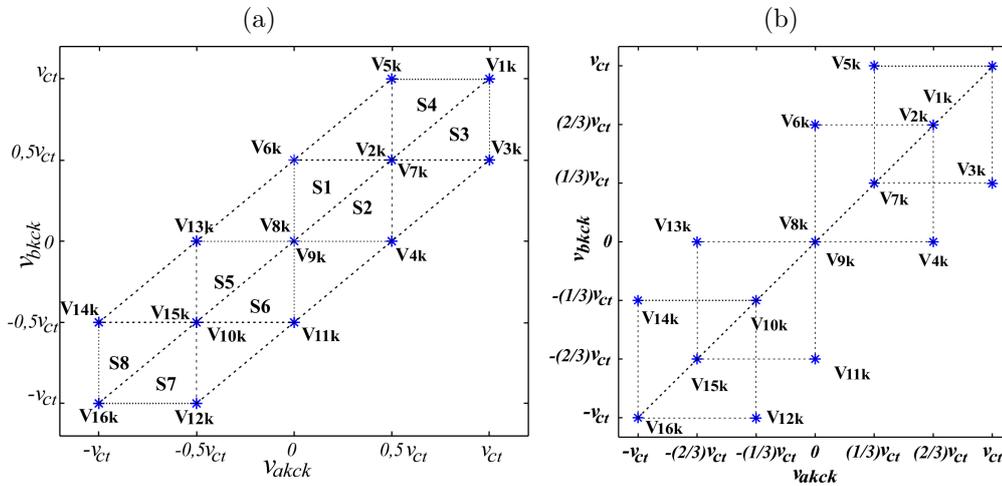
### 4.3.3 Estratégia de Controle

Devido ao uso de diodos nas duas topologias propostas, é necessário evitar a distorção causada pelo cruzamento por zero, como forma de gerar corretamente as tensões

Tabela 4.7 – Níveis de tensões  $v_{akck}$  e  $v_{bkck}$  para  $v_{ca} = v_{cb} = 2v_{cc}$  - Configuração RET-OEW-SC

	$[q_{ak1}, q_{ak2}, q_{bk1}, q_{bk2}, q_{ck1}, q_{ck2}]$	$\mathbf{V}_{nk}$	$v_{akck}$	$v_{bkck}$
$i_{ck} \geq 0$	$[x, 0, x, 0, 0, x]$	$\mathbf{V}_{1k}$	$v_{ct}$	$v_{ct}$
	$[x, 0, x, 0, 1, x]$	$\mathbf{V}_{2k}$	$2v_{ct}/3$	$2v_{ct}/3$
	$[x, 0, x, 1, 0, x]$	$\mathbf{V}_{3k}$	$v_{ct}$	$v_{ct}/3$
	$[x, 0, x, 1, 1, x]$	$\mathbf{V}_{4k}$	$2v_{ct}/3$	0
	$[x, 1, x, 0, 0, x]$	$\mathbf{V}_{5k}$	$v_{ct}/3$	$v_{ct}$
	$[x, 1, x, 0, 1, x]$	$\mathbf{V}_{6k}$	0	$2v_{ct}/3$
	$[x, 1, x, 1, 0, x]$	$\mathbf{V}_{7k}$	$v_{ct}/3$	$v_{ct}/3$
	$[x, 1, x, 1, 1, x]$	$\mathbf{V}_{8k}$	0	0
$i_{ck} < 0$	$[1, x, 1, x, x, 1]$	$\mathbf{V}_{9k}$	0	0
	$[1, x, 1, x, x, 0]$	$\mathbf{V}_{10k}$	$-v_{ct}/3$	$-v_{ct}/3$
	$[1, x, 0, x, x, 1]$	$\mathbf{V}_{11k}$	0	$-2v_{ct}/3$
	$[1, x, 0, x, x, 0]$	$\mathbf{V}_{12k}$	$-v_{ct}/3$	$-v_{ct}$
	$[0, x, 1, x, x, 1]$	$\mathbf{V}_{13k}$	$-2v_{ct}/3$	0
	$[0, x, 1, x, x, 0]$	$\mathbf{V}_{14k}$	$-v_{ct}$	$-v_{ct}/3$
	$[0, x, 0, x, x, 1]$	$\mathbf{V}_{15k}$	$-2v_{ct}/3$	$-2v_{ct}/3$
	$[0, x, 0, x, x, 0]$	$\mathbf{V}_{16k}$	$-v_{ct}$	$-v_{ct}$

Figura 4.8 – Diagramas vetoriais. (a) Operação com  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ . (b) Operação com  $v_{ca} = v_{cb} = 2v_{cc}$ .



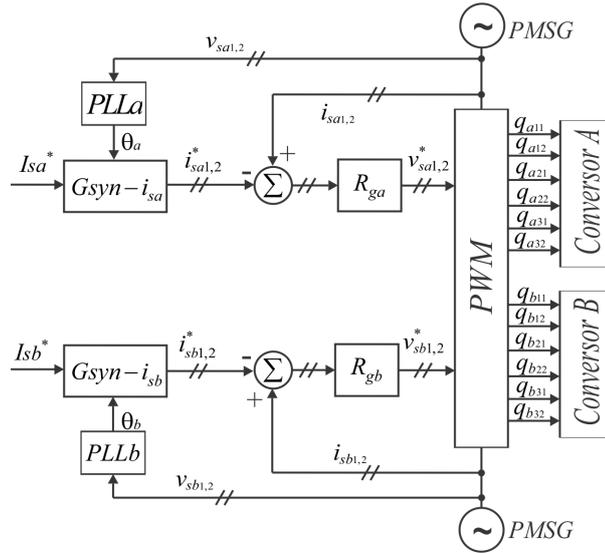
Fonte: Próprio autor

de polo apresentadas nas Tabelas 4.3, 4.4, 4.6 e 4.7. Neste sentido, o sistema de controle apresentado na Figura 4.9, sincroniza as correntes de fase com as respectivas tensões da fase, permitindo a operação com fator de potência unitário. O diagrama é válido para ambas as topologias.

As correntes  $I_{sa}^*$  e  $I_{sb}^*$  são as amplitudes das correntes de fase de referência dos grupos  $a$  e  $b$ , respectivamente. O sincronismo entre as correntes de fase de referência  $i_{sak}^*$  e

$i_{sbk}^*$ , com as tensões de fase geradas,  $v_{sak}$  e  $v_{sbk}$ , é feito usando o bloco  $G_{syn}$ . Duas tensões de fase são medidas em cada grupo, ( $v_{sa1}, v_{sa2}$  no grupo  $a$  e  $v_{sb1}, v_{sb2}$  no grupo  $b$ ), para estimar os ângulos  $\theta_a$  e  $\theta_b$ , através de um bloco PLL (*Phase-Locked Loop*) [118]. Duas correntes de fase são medidas em cada grupo ( $i_{sa1}, i_{sa2}$  no grupo  $a$  e  $i_{sb1}, i_{sb2}$  no grupo  $b$ ) para as malhas de controle de corrente. Os controles destas correntes são implementados, usando-se controladores de dupla sequência (controladores de sequência negativa e sequência positiva) [119] e [120], representados por  $R_{ga}$  e  $R_{gb}$ . Estes controladores garantem um ganho infinito na frequência de corte  $\omega$ , com erro estacionário nulo, nesta frequência. Estes controladores de corrente definem as tensões de fase de referência  $v_{sa1}^*, v_{sa2}^*, v_{sb1}^*$  e  $v_{sb2}^*$ . Considerando-se que os grupos trifásicos são simétricos, as tensões de fase de referência  $v_{sa3}^*$  e  $v_{sb3}^*$  são obtidas por  $v_{sa3}^* = -(v_{sa1}^* + v_{sa2}^*)$  e  $v_{sb3}^*$  por  $v_{sb3}^* = -(v_{sb1}^* + v_{sb2}^*)$ . O bloco PWM processa as tensões de referência  $v_{sak}^*$  e  $v_{sbk}^*$ , de forma a definir os sinais de gatilho das chaves controladas.

Figura 4.9 – Diagrama de controle das topologias estudadas



#### 4.3.4 Resultados de Simulações

Nesta subseção são apresentados alguns resultados de simulações obtidos com os softwares Matlab e PSIM. Todas as simulações foram realizadas para a topologia funcionando nas seguintes condições: índice de modulação:  $m = 0.95$ , amplitude da tensão fundamental do PMSG  $V_{sak} = V_{sbk} = 220\sqrt{2}V$ , potência do PMSG  $P_M = 5.8kW$ , tensões dos barramentos  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc} = (220\sqrt{2}\sqrt{3})/2V$ , frequência de amostragem  $f_{am} = 10kHz$ , capacitâncias dos barramentos  $C = 2200\mu F$ .

Na figura 4.10, são mostradas as formas de onda das tensões de polo resultante  $v_{akck}$  para as duas topologias. Verifica-se que para o caso  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ , as tensões  $v_{akck}$

possuem cinco níveis, como esperado, em ambas as topologias. Para  $v_{ca} = v_{cb} = 2v_{cc}$ , a Figura 4.10c mostra que a tensão  $v_{akck}$  possui 7 níveis.

Na Figura 4.11, são mostrados os resultados de simulação em regime permanente (obtidos no intervalo de 2,2 a 2,3s), referentes à topologia 1. As curvas apresentadas são: tensão chaveada da fase  $a1$ ,  $v_{sa1}$ , tensão média de fase  $a1$ ,  $v_{sa1m}$ , corrente da fase  $a1$ ,  $i_{sa1}$ , correntes do grupo  $a$  ( $i_{sa1}$ ,  $i_{sa2}$  e  $i_{sa3}$ ) e tensões dos capacitores do barramento 'A'. As tensões referentes ao grupo  $b$  não são mostradas pois são semelhantes às apresentadas. Na Figura 4.11a, mostra-se a tensão gerada na fase  $a1$ , com 17 níveis de tensões. Na Figura 4.11b são mostradas a tensão de fase média e a corrente de fase. Percebe-se que não há distorção na passagem pelo zero e os sinais estão em fase. Na Figura 4.11d verifica-se que as tensões dos capacitores do barramento 'A' são equalizadas de forma satisfatória com a estratégia de modulação utilizada.

Na Figura 4.12, mostra-se o regime transitório da topologia 2. Uma variação de carga é efetuada em  $t = 0,32s$ , com a finalidade de avaliar o desempenho do sistema de controle de tensão dos barramentos. O transitório de carga consistiu na elevação da amplitude da corrente de carga em torno de 15% em relação ao valor de regime permanente. Nota-se que após o transitório, as tensões dos barramentos se encontram balanceadas novamente e a tensão de fase permanece com seu valor nominal.

### 4.3.5 Distorção Harmônica

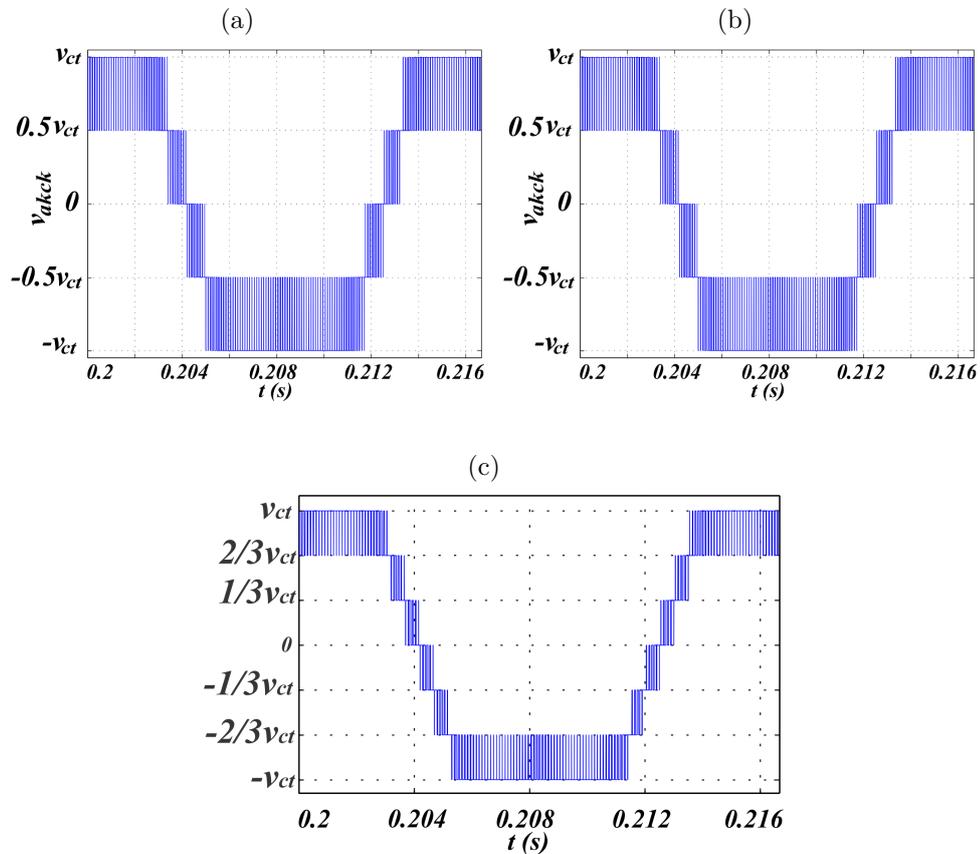
A distorção harmônica do sistema foi avaliada calculando-se a distorção harmônica total ponderada (WTHD) das tensões geradas pelo conversor ( $v_{sak}$  e  $v_{sbk}$ ) e a distorção harmônica total (THD) das corrente da máquina ( $i_{sak}$  e  $i_{sbk}$ ), seguindo os mesmos critérios apresentados na seção 3.2.9.

A Tabela 4.8 apresenta o WTHD e o THD das configurações propostas e da configuração convencional, apresentada em [117], para  $m = 0,98$ ,  $\alpha = 0^\circ$ ,  $f_{sa} = 10\text{kHz}$  e tensão fundamental ( $V_s$ ) igual a  $220\sqrt{2}\text{V}$ . Note que o WTHD da configuração proposta é metade do WTHD da configuração convencional. Isto é esperado pois a topologia proposta gera tensões de saída com 17 níveis enquanto o retificador convencional gera tensões de saída com apenas nove níveis.

Tabela 4.8 – Distorção harmônica para  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$

Configuração	Distorção Harmônica	
	WTHD (%)	THD (%)
	$\alpha = 0^\circ$	$\alpha = 0^\circ$
12L-OEW	0,104	1,482
RET-OEW-PD	0,060	1,174
RET-OEW-SC	0,050	1,070

Figura 4.10 – Tensão  $v_{akck}$ . (a) Topologia 1,  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ . (b) Topologia 2,  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ . (c) Topologia 2,  $v_{ca} = v_{cb} = 2v_{cc}$ .



Fonte: Próprio autor

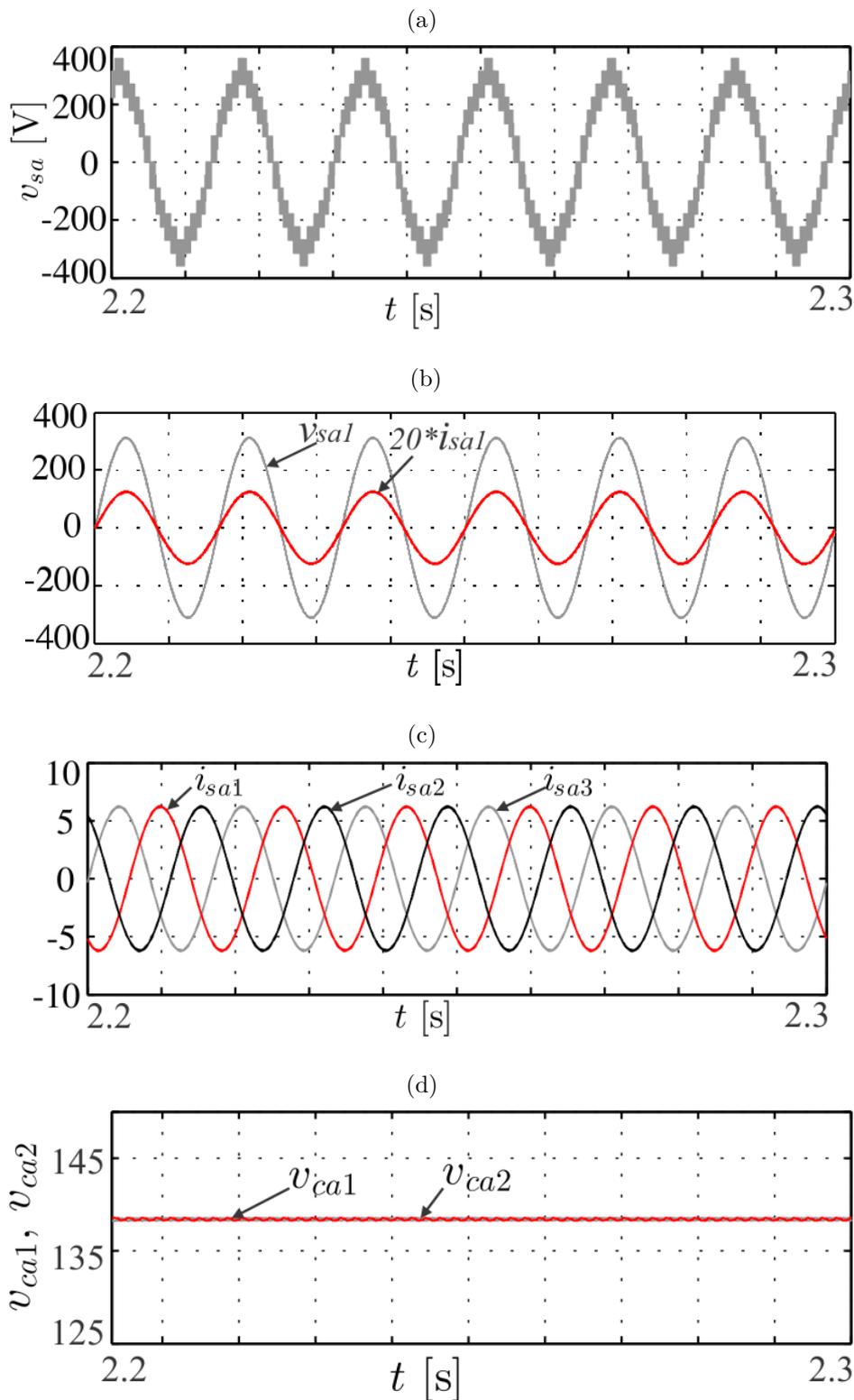
#### 4.3.6 Perdas nos Semicondutores

As perdas de potência da topologia proposta e da topologia convencional foram simuladas sob as mesmas condições, usando as características do módulo térmico do PSIM. A potência processada é de 5,2kW. A frequência de chaveamento é de 10kHz, índice de modulação  $m=0.98$  e relação das tensões dos barramentos CC  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc} = 172V$ .

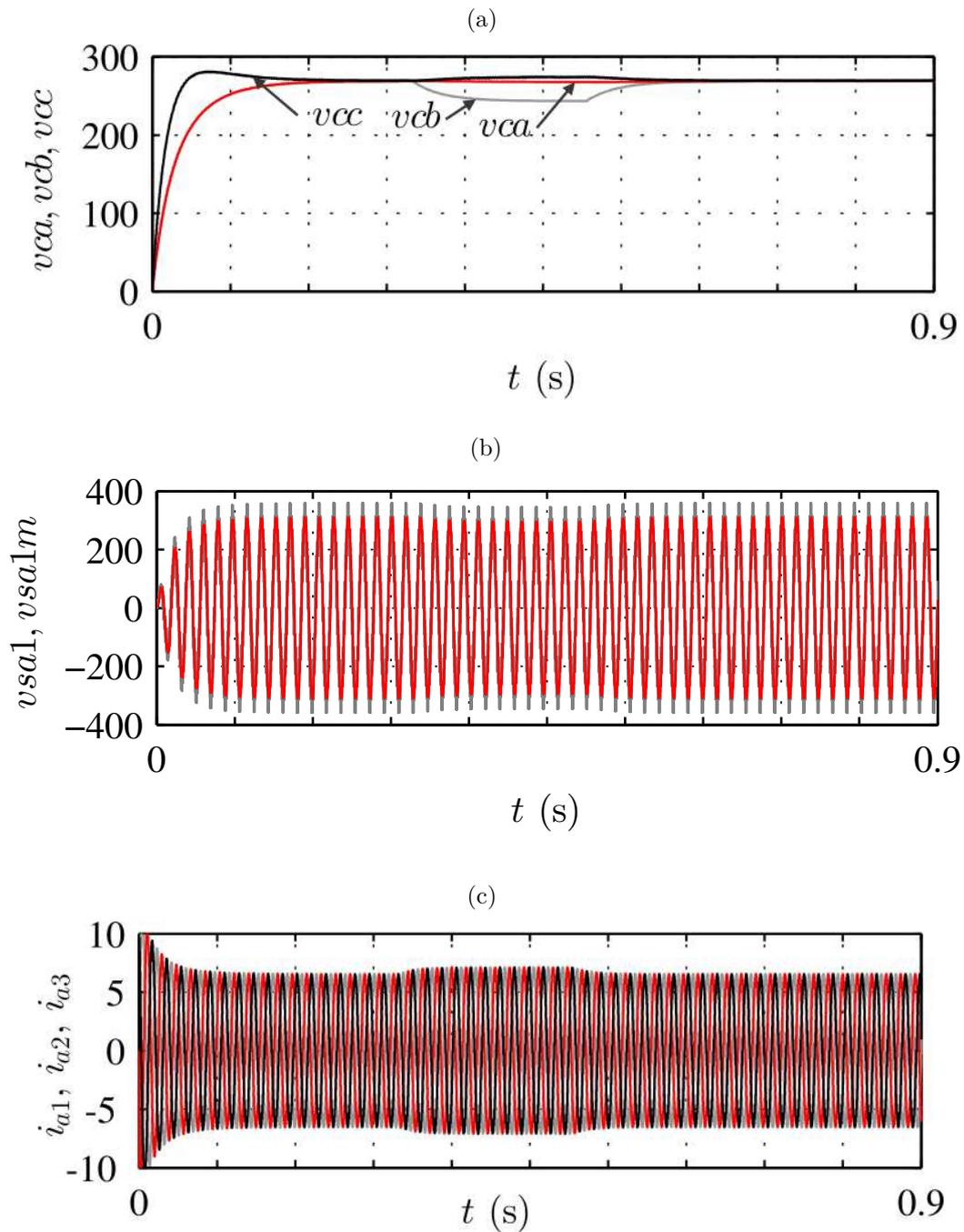
As perdas de potência são compostas por perdas de chaveamento ( $P_{sw}$ ) e perdas de condução ( $P_{cd}$ ). As perdas totais são obtidas por  $P_{tot} = P_{sw} + P_{cd}$ . Os resultados obtidos são apresentados na Tabela 4.9, como um percentual da potência total processada pelos conversores.

As perdas de condução da topologia proposta são maiores que as da configuração convencional. O motivo é que a topologia proposta tem mais chaves semicondutoras que a topologia convencional. No entanto, as perdas por chaveamento são menores nas topologias propostas, fazendo as perdas totais também serem menores do que na topologia convencional. Os sistemas propostos são adequados para uso em aplicações de alta potência, devido às baixas perdas de potência apresentadas.

Figura 4.11 – Topologia 1, com  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ . (a) Tensão  $v_{sak}$  (b)  $v_{sak}$  média e  $i_{sak}$ . (c) Correntes de fase do grupo a. (d) Balanceamento do barramento 'A'.



Fonte: Próprio autor

Figura 4.12 – Operação com  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ . (a) Tensão  $v_{akck}$  (b) Tensão de fase  $v_{sak}$ .

Fonte: Próprio autor

#### 4.3.7 Resultados Experimentais

Os resultados experimentais foram obtidos em malha fechada para a topologia RET-OEW-PD. Para validação dos resultados, foi utilizado um protótipo em escala reduzida. O equipamento utilizado nos testes experimentais foi contruído utilizando-se módulos SK50MLI066 de 3-níveis da SEMIKRON com drives SKHI20 opA e diodos de potência da SEMIKRON. O DSP TMS320F28335 com placas e sensores adequados foi utilizado

Tabela 4.9 – Perdas de potência para  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ 

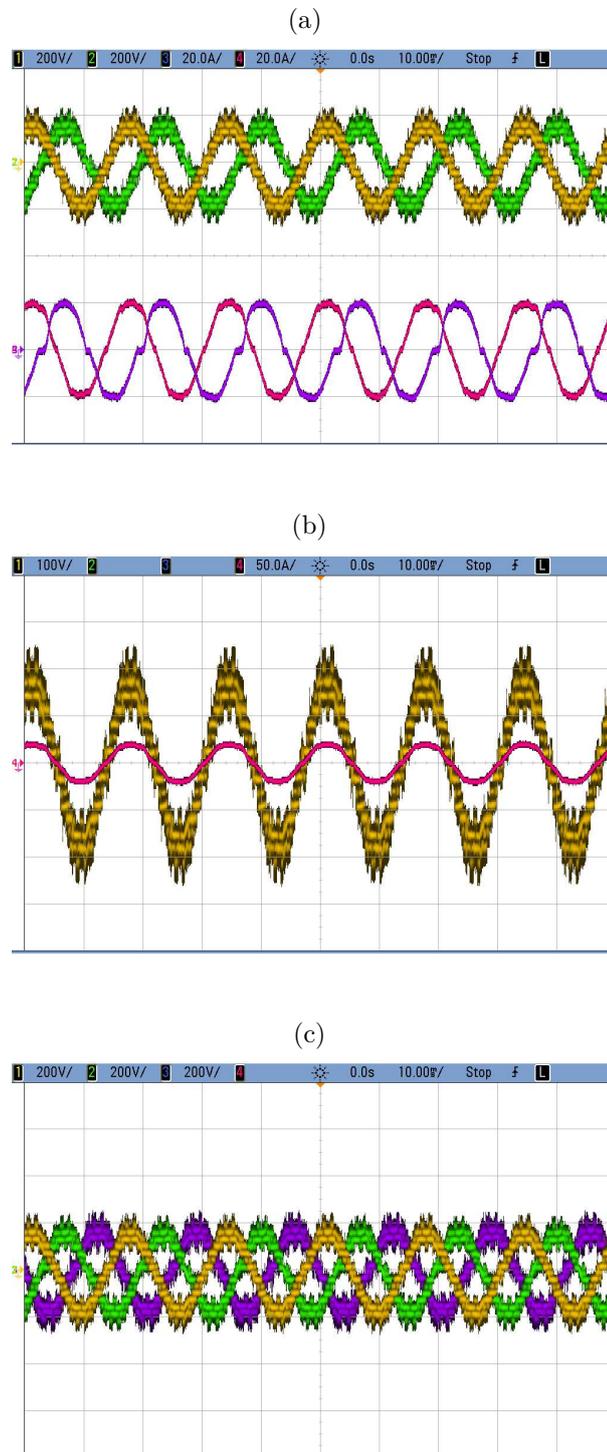
Topologia	$P_{cd}(\%)$	$P_{ch}(\%)$	$P_{tot}(\%)$
$v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$			
12L-OEW	0,5	3,2	3,7
RET-OEW-PD	1,1	0,9	2,0
RET-OEW-SC	1,5	0,7	2,2
$v_{ca} = v_{cb} = 2v_{cc}$			
RET-OEW-SC	1,5	0,5	2,0

Tabela 4.10 – Resultados obtidos para o sistema operando com frequência de chaveamento de 10kHz.

Critério	Parâmetro	Conf. 1	Conf. 2	Conf. 3
WTHD(%)	$v_{sak}$	0,060	0,053	0,041
THD(%)	$i_{sak}$	1,174	1,070	0,983
Perdas A(%)	$P_{cd}$	0,35	0,36	0,35
	$P_{ch}$	0,43	2e-3	0,03
	$P_{to}$	0,78	0,36	0,38
Perdas B(%)	$P_{cd}$	0,35	0,36	0,35
	$P_{ch}$	0,43	2e-3	0,03
	$P_{to}$	0,78	0,36	0,38
Perdas C(%)	$P_{cd}$	0,43	0,79	0,78
	$P_{ch}$	1e-3	0,68	0,48
	$P_{to}$	0,43	1,47	1,26
Perdas Totais(%)	$P_{cd}$	1,13	1,51	1,48
	$P_{ch}$	0,86	0,68	0,54
	$P_{to}$	1,99	2,19	2,02
$f_{ch}$ (Hz)	$f_{qak1}$	4860	60	660
	$f_{qak2}$	4920	60	660
	$f_{qbk1}$	4860	60	660
	$f_{qbk2}$	4920	60	660
	$f_{qck1}$	–	4980	4860
	$f_{qck2}$	–	4980	4980
Potência	Pa(W)	1269	1488	1948
	Pa(%)	22,38	26,3	34,5
	Pb(W)	1269	1488	1948
	Pb(%)	22,38	26,3	34,5
	Pc(W)	3131	2670	1748
	Pc(%)	55,24	47,4	31

para geração dos sinais de chaveamento e para medição de algumas variáveis. A estratégia de PWM utilizada e o sistema de controle foram adaptados e implantados no DSP. Os mesmos parâmetros das simulações foram usados nos testes experimentais.

Figura 4.13 – Resultados experimentais do equivalente monofásico da topologia RET-OEW-PD para  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc} = 172V$ . (a) Tensões  $v_{sa1}$ ,  $v_{sa2}$  e correntes  $i_{sa1}$  e  $i_{sa2}$ . (b) Tensão  $v_{sa1}$ , corrente  $i_{sa1}$ . (c) Tensões  $v_{sa1}$ ,  $v_{sa2}$ ,  $v_{sa3}$ .



Fonte: Próprio autor

A potência processada pelos conversores 'A' e 'B' do protótipo foi de 1.72kW, enquanto a potência processada pelo conversor 'C' foi de 3.44kW. A amplitude das correntes de referência foi de 10A. As tensões dos barramentos CC foram de  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc} = 172V$ .

A Figura 4.13a ilustra as tensões de fase experimentais  $v_{sa1}$ ,  $v_{sa2}$  e as correntes de fase  $i_{sa1}$ ,  $i_{sa2}$  da topologia proposta. Na Figura Fig. 4.13b são mostradas a tensão de fase  $v_{sa1}$ , assim como a corrente de fase  $i_{sa1}$ . É possível notar que a corrente e a tensão estão sincronizadas, indicando que o controle de corrente funciona como esperado. As tensões de fase geradas  $v_{sa1}$ ,  $v_{sa2}$ , mostradas na Figura 4.13c também demonstram que o controle funciona como esperado.

## 4.4 Conclusões

Neste capítulo, foram apresentados e investigados dois novos retificadores multi-níveis unidirecionais. Assim como nos capítulos anteriores, a estratégia de SV-PMW utilizada foi implementada através da estratégia LS-PWM equivalente. Os planos vetoriais ( $v_{akck} \times v_{bkck}$ ) foram estudados considerando-se duas relações de tensões de barramentos distintas ( $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$  e  $v_{ca} = v_{cb} = 2v_{cc}$ ). Para a primeira relação de barramentos, os dois sistemas estudados geram tensões  $v_{akck}$  e  $v_{bkck}$  com cinco níveis, que resultam em tensões de fase  $v_{sak}$  e  $v_{sbk}$  com 17 níveis. A segunda relação de tensões dos barramentos foi utilizada apenas na segunda topologia estudada. Esta relação gera tensões  $v_{akck}$  e  $v_{bkck}$  com sete níveis e tensões de fase,  $v_{sak}$  e  $v_{sbk}$  com 25 níveis. A grande quantidade de níveis é responsável pela baixa distorção harmônica de tensões e correntes apresentadas pelas duas topologias topologias estudadas. Ao mesmo tempo, a grande quantidade de níveis torna as topologias adequadas para serem usadas em aplicações de alta potência com restrições de limites de tensão e corrente. Comparado com o retificador convencional 12L-OEW, as topologias propostas apresentaram menores distorções harmônicas de tensões e correntes (vide Tabela 4.8), menores perdas totais (vide Tabela 4.9). Os resultados de simulações e experimentais estão de acordo com a teoria estudada, validando o estudo.

## 5 Conclusões e Trabalhos Futuros

### 5.1 Conclusões e Trabalhos Futuros

### 5.2 Conclusões Gerais

Neste trabalho, foram apresentadas quatro topologias de conversores multifases e multiníveis, aplicados em sistemas hexafásicos. Dois destes conversores são do tipo CC-CA, de nove braços, aplicados em sistemas de acionamento de motores de seis fases. Os motores hexafásicos deste estudo, são do tipo OEW, podendo ter  $\alpha = 0^\circ$ ,  $30^\circ$  ou  $60^\circ$ . As outras duas topologias são do tipo CA-CC, aplicados em sistemas de geração de energia, como retificadores semicontrolados unidirecionais de nove braços. Os geradores são do tipo PMSG em OEW, com  $\alpha = 0^\circ$ .

Para as quatro topologias, foram apresentados os seus modelos dinâmicos, as estratégias PWM, análise de distorções harmônicas, estimativas de perdas de potência, assim como resultados de simulações e resultados experimentais. Devido ao uso de diodos nas duas topologias de retificadores, utilizou-se um método de sincronização das correntes e tensões geradas pelos conversores, como forma de diminuir a distorção da corrente na passagem pelo zero.

A primeira topologia estudada, chamada de INV-OEW-HIB, é composto por dois conversores tipo NPC de três níveis e um conversor convencional de dois níveis, para acionamento de uma MIH tipo OEW. Esta topologia é indicada para ser utilizada em sistemas de alta potência devido à quantidade de níveis de tensão que podem ser gerados, assim como, pelo fato de acionar máquinas multifases. Apesar de ter uma quantidade grande de dispositivos semicondutores (30 IGBT's e 12 diodos de grampeamentos), a estratégia de modulação utilizada é relativamente simples e não requer grande esforço computacional. A técnica de PWM utilizada é a SV-PWM, emulada através de uma estratégia LS-PWM equivalente. A configuração da topologia permite que se trabalhe com três relações de tensões de barramentos diferentes, possibilitando uma incremento na quantidade de níveis gerados. A configuração com  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ , resulta em tensões de fase com 17 níveis. As outras duas possibilidades,  $v_{ca} = v_{cb} = (2/3)v_{cc}$  e  $v_{ca} = v_{cb} = 4v_{cc}$ , resultam em tensões de fase com 21 níveis.

A avaliação das distorções harmônicas desta estrutura, quando compara-se com duas configurações convencionais (12L-OEW e 15L-OEW), mostra que o sistema estudado é melhor avaliado que a configuração 12L-OEW. Em relação à topologia 15L-OEW, as distorções de tensão (WTHD) para  $\alpha = 0^\circ$  e  $\alpha = 30^\circ$  são iguais. No entanto, para  $\alpha =$

60°, a configuração estudada é pior avaliada. Quanto às distorções de corrente (THD), a estrutura estudada foi também superior à estrutura 12L-OEW. Em relação à estrutura 15L-OEW, a estrutura estudada só não foi superior para o caso de  $\alpha = 60^\circ$ .

Em referência às perdas, quando se avalia as perdas por condução, a estrutura estudada tem maiores perdas que as duas topologias convencionais. A explicação para isto, é a grande quantidade de dispositivos semicondutores da configuração. No entanto, em termos de perdas por chaveamento, a topologia proposta é superior às duas convencionais. Quando se computa as perdas totais, a topologia estudada apresenta menores perdas que as duas configurações convencionais.

Um estudo de redução da quantidade de barramentos também foi feito para esta estrutura e os resultados mostram que para  $\alpha = 0^\circ$ , o comportamento do sistema é idêntico com três ou dois barramentos. Neste caso, apesar de poder substituir os barramentos 'A' e 'B' por um apenas, é preciso avaliar se o custo do novo barramento, com o dobro da potência dos anteriores é mais favorável. Nas situações com  $\alpha = 30^\circ$  e  $\alpha = 60^\circ$ , a Tabela 2.18 mostra que as distorções harmônicas são levemente afetadas pela substituição dos barramentos 'A' e 'B' por um outro 'A/B'.

A segunda estrutura estudada, chamada INV-OEW-NPC, é formada por três conversores NPC de três níveis. O arranjo foi idealizado para suprir a deficiência da estrutura INV-OEW-HIB, no acionamento de máquinas com  $\alpha = 60^\circ$ . Os mesmos estudos desenvolvidos para a primeira estrutura foram também desenvolvidos para a segunda configuração. Com a substituição do conversor de dois níveis da primeira estrutura por outro conversor NPC, os diagramas vetoriais da nova estrutura passaram a ter mais vetores redundantes, facilitando o balanceamento dos barramentos a partir da própria estratégia de modulação. Com os vetores adicionais, é possível acionar as máquinas com  $\alpha = 0^\circ$  e  $\alpha = 30^\circ$ , com índice de modulação máximo (1,154). No entanto, para acionamento da máquina com  $\alpha = 60^\circ$  continua sendo necessário aumentar a tensão dos barramentos em cerca de 20%.

Nesta estrutura, é possível trabalhar com cinco diferentes relações de barramentos. As relações utilizadas foram: 1)  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$ , 2)  $v_{ca} = v_{cb} = (1/2)v_{cc}$ , 3)  $v_{ca} = v_{cb} = 2v_{cc}$ , 4)  $v_{ca} = v_{cb} = (1/3)v_{cc}$  e 5)  $v_{ca} = v_{cb} = 3v_{cc}$ . Os diagramas vetoriais obtidos permitem que na opção 1, seja possível acionar máquinas com  $\alpha = 0^\circ$ ,  $\alpha = 30^\circ$  e  $\alpha = 60^\circ$ . Nas demais opções, é recomendável que sejam acionadas máquinas com  $\alpha = 0^\circ$ , para não haver comprometimento de distorções harmônicas. O levantamento dos estados de carregamento dos capacitores dos três barramentos, em função do uso de cada vetor foi realizado e baseado nestas informações, foi implementado o controle de tensão destes barramentos.

Assim com na estrutura anterior, o estudo de substituição dos barramentos 'A' e 'B' por um único barramento 'A/B' foi verificado e também se conclui que é possível a substituição, com a ressalva que o novo barramento deve ter potência suficiente para alimentação de dois conversores ao mesmo tempo.

Comparando-se esta estrutura com as duas convencionais, em termos de distorções harmônicas, conclui-se que esta é superior à estrutura 12L-OEW em todas as situações avaliadas. Em referência à topologia 15L-OEW, em termos de THD, a convencional apresenta o mesmo resultado para  $\alpha = 0^\circ$  e supera a topologia estudada para  $\alpha = 30^\circ$  e  $\alpha = 60^\circ$ . Em termos de THD, a topologia estudada apresenta maior distorção que a estrutura 15L-OEW para  $\alpha = 0^\circ$ , mas apresenta melhor resultado que a convencional para  $\alpha = 30^\circ$  e  $\alpha = 60^\circ$ .

Em termos de perdas, acontece o mesmo fenômeno da configuração anterior. As perdas por condução da estrutura estudada são maiores que a perda por condução das estruturas convencionais. No entanto, devido às baixas perdas por chaveamento, a estrutura estudada apresenta menores perdas totais que as duas topologias convencionais.

As duas últimas estruturas estudadas são dois retificadores multiníveis unidirecionais, que podem ser aplicados em sistemas de geração de energia. O primeiro retificador, chamado de RET-OEW-PD é formado por dois conversores NPC trifásicos de três níveis e uma ponte de diodos trifásicas. O segundo retificador, chamado RET-OEW-SC, é formado por três conversores NPC semicontrolados. O conversor é considerado semicontrolado porque em cada braço NPC duas chaves controladas (a superior e a inferior) são substituídas por chaves não controladas (diodos).

De forma semelhante ao que foi desenvolvido para as duas primeiras estruturas, foram feitos os levantamentos dos modelos matemáticos dos dois retificadores e desenvolvidas as estratégias de PWM. As duas estruturas trabalham apenas com PMSG de  $\alpha = 0^\circ$ . O primeiro retificador trabalha com a relação de barramentos  $v_{ca} = v_{cb} = 2v_{cc}$ , enquanto a segunda estrutura trabalha com duas relações: 1)  $v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$  e 2)  $v_{ca} = v_{cb} = 2v_{cc}$ . Nas duas estruturas é possível realizar o balanceamento dos barramentos através da escolha adequada dos vetores e de suas sequências de aplicações.

Para o correto funcionamento das duas estruturas é preciso evitar as distorções de corrente no cruzamento pelo zero, causada pelo uso dos diodos. Para isto, foi utilizado um sistema de controle para sincronizar as correntes de referência com as tensões geradas, baseado no uso de um esquema PLL.

Em termos de distorções harmônicas as duas estruturas estudadas são superiores à estrutura convencional 12L-OEW. Em relação às perdas, da mesma forma, as estruturas apresentam melhores resultados que a estrutura convencional. No entanto, uma possível desvantagem das estruturas estudadas em relação à convencional é que estas são unidirecionais e a estrutura convencional é bidirecional.

Nas tabelas a seguir são feitas as compilações dos resultados obtidos para as quatro topologias, como forma de comparação entre as mesmas.

Tabela 5.1 – Convenções utilizadas.

Convenção	$\alpha$	Topologia	Relação de Barramentos
C 1	0°	INV-OEW-HIB	$v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$
C 2	0°	INV-OEW-HIB	$v_{ca} = v_{cb} = (2/3)v_{cc}$
C 3	0°	INV-OEW-HIB	$v_{ca} = v_{cb} = 4v_{cc}$
C 4	0°	INV-OEW-NPC	$v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$
C 5	0°	INV-OEW-NPC	$v_{ca} = v_{cb} = (1/2)v_{cc}$
C 6	0°	INV-OEW-NPC	$v_{ca} = v_{cb} = 2v_{cc}$
C 7	0°	INV-OEW-NPC	$v_{ca} = v_{cb} = (1/3)v_{cc}$
C 8	0°	INV-OEW-NPC	$v_{ca} = v_{cb} = 3v_{cc}$
C 9	30°	INV-OEW-HIB	$v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$
C 10	60°	INV-OEW-HIB	$v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$
C 11	30°	INV-OEW-NPC	$v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$
C 12	60°	INV-OEW-NPC	$v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$
C 13	0°	RET-OEW-PD	$v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$
C 14	0°	RET-OEW-SC	$v_{ca} = v_{cb} = v_{cc}$
C 15	0°	RET-OEW-SC	$v_{ca} = v_{cb} = 2v_{cc}$

Tabela 5.2 – Comparações dos inversores INV-OEW-HIB e INV-OEW-NPC, operando com três barramentos e frequência de chaveamento de 10kHz, com  $\alpha = 0^\circ$ .

		INV-OEW-HIB			INV-OEW-NPC				
		$\alpha = 0^\circ$			$\alpha = 0^\circ$				
Critério	Param.	C 1	C 2	C 3	C 4	C 5	C 6	C 7	C 8
WTHD(%)	$v_{sak}$	0,05	0,04	0,04	0,05	0,03	0,03	0,03	0,03
THD(%)	$i_{sak}$	0,73	1,34	1,34	1,30	0,79	0,80	1,33	1,33
Perdas A(%)	$P_{cd}$	0,40	0,40	0,46	0,41	0,40	0,41	0,40	0,40
	$P_{ch}$	0,38	0,31	0,03	0,31	0,25	1e-3	0,20	0,01
	$P_{to}$	0,78	0,71	0,49	0,72	0,65	0,41	0,60	0,41
Perdas B(%)	$P_{cd}$	0,40	0,40	0,46	0,41	0,40	0,41	0,40	0,40
	$P_{ch}$	0,38	0,31	0,03	0,31	0,25	1e-3	0,20	0,01
	$P_{to}$	0,78	0,71	0,49	0,72	0,65	0,41	0,60	0,41
Perdas C(%)	$P_{cd}$	0,41	0,41	0,39	0,82	0,81	0,82	0,81	0,81
	$P_{ch}$	1e-3	0,03	0,60	0,68	3e-3	0,47	0,03	0,36
	$P_{to}$	0,41	0,44	0,99	1,50	0,81	1,29	0,83	1,17
Perdas Totais(%)	$P_{cd}$	1,21	1,21	1,31	1,64	1,61	1,64	1,61	1,61
	$P_{ch}$	0,76	0,65	0,66	1,30	0,50	0,47	0,43	0,38
	$P_{to}$	1,97	1,86	1,97	2,94	2,11	2,11	2,04	1,99
CMV(Vrms)	CMVt	25,9	25,7	28,8	27,2	28,3	28,1	27,8	27,9
$f_{ch}$ (Hz)	$f_{qak1}$	5010	5370	780	4920	5100	60	5400	480
	$f_{qak2}$	5100	5400	720	840	5100	60	5340	420
	$f_{qbk1}$	5010	5370	780	4920	5100	60	5400	480
	$f_{qbk2}$	5100	5400	720	840	5100	60	5340	420
	$f_{qck}$	60	780	9990	5100	60	5100	420	5340
	$f_{qck2}$	–	–	–	840	60	5100	480	5400
Potência	Pa(W)	1300	985	2480	1604	832,4	2154	572,6	2388
	Pa(%)	22,4	17,0	42,8	26,88	13,9	36,07	9,67	40,33
	Pb(W)	1300	985	2480	1604	832,4	2154	572,6	2388
	Pb(%)	22,4	17,0	42,8	26,88	13,9	36,07	9,67	40,33
	Pc(W)	3192	3823	832	2760	4307,5	1664	4775	1145
	Pc(%)	55,2	66,0	14,4	46,24	72,2	27,88	80,66	19,34

Tabela 5.3 – Comparações dos inversores INV-OEW-HIB e INV-OEW-NPC, operando com três barramentos e frequência de chaveamento de 10kHz, com  $\alpha = 30^\circ$  e  $\alpha = 60^\circ$ .

		INV-OEW-HIB		INV-OEW-NPC	
		$\alpha = 30^\circ$	$\alpha = 60^\circ$	$\alpha = 30^\circ$	$\alpha = 60^\circ$
Critério	Param.	C 9	C 10	C 11	C 12
WTHD(%)	$v_{sak}$	0,06	0,12	0,05	0,06
THD(%)	$i_{sak}$	0,81	1,12	0,91	0,87
Perdas A(%)	$P_{cd}$	0,40	0,42	0,41	0,41
	$P_{ch}$	0,49	0,69	0,33	0,31
	$P_{to}$	0,89	1,11	0,74	0,72
Perdas B(%)	$P_{cd}$	0,40	0,42	0,41	0,41
	$P_{ch}$	0,49	0,69	0,33	0,31
	$P_{to}$	0,89	1,11	0,74	0,72
Perdas C(%)	$P_{cd}$	0,40	0,45	0,76	0,69
	$P_{ch}$	0,10	0,21	0,23	0,23
	$P_{to}$	0,50	0,66	0,79	0,92
Perdas Totais(%)	$P_{cd}$	1,20	1,29	1,58	1,51
	$P_{ch}$	1,08	1,59	0,89	0,85
	$P_{to}$	2,28	2,88	2,47	2,36
CMV(Vrms)	CMVt	43,8	35,5	27,3	28,4
$f_{ch}$ (Hz)	$f_{qak1}$	6000	6750	3720	3360
	$f_{qak2}$	4980	6660	5460	3180
	$f_{qbk1}$	5880	6600	5280	6240
	$f_{qbk2}$	5040	3570	5820	6180
	$f_{qck}$	1620	3300	2400	2280
	$f_{qck2}$	–	–	1920	2700
Potência	Pa(W)	1055	1549	1415	1452
	Pa(%)	18,2	25,1	23,82	24,31
	Pb(W)	1055	1549	1415	1452
	Pb(%)	18,2	25,1	23,82	24,31
	Pc(W)	3681	3058	3108	3067
	Pc(%)	63,6	49,8	52,36	51,38

Tabela 5.4 – Comparações dos Retificadores RET-OEW-PD e RET-OEW-SC, operando com três barramentos e frequência de chaveamento de 10kHz.

		RET-OEW-PD	RET-OEW-SC	
		$\alpha = 0^\circ$	$\alpha = 0^\circ$	$\alpha = 0^\circ$
Critério	Parâmetro	C 13	C 14	C 15
WTHD(%)	$v_{sak}$	0,060	0,053	0,041
THD(%)	$i_{sak}$	1,174	1,070	0,983
Perdas A(%)	$P_{cd}$	0,35	0,36	0,35
	$P_{ch}$	0,43	2e-3	0,03
	$P_{to}$	0,78	0,36	0,38
Perdas B(%)	$P_{cd}$	0,35	0,36	0,35
	$P_{ch}$	0,43	2e-3	0,03
	$P_{to}$	0,78	0,36	0,38
Perdas C(%)	$P_{cd}$	0,43	0,79	0,78
	$P_{ch}$	1e-3	0,68	0,48
	$P_{to}$	0,43	1,47	1,26
Perdas Totais(%)	$P_{cd}$	1,13	1,51	1,48
	$P_{ch}$	0,86	0,68	0,54
	$P_{to}$	1,99	2,19	2,02
$f_{ch}$ (Hz)	$f_{qak1}$	4860	60	660
	$f_{qak2}$	4920	60	660
	$f_{qbk1}$	4860	60	660
	$f_{qbk2}$	4920	60	660
	$f_{qck1}$	–	4980	4860
	$f_{qck2}$	–	4980	4980
Potência	Pa(W)	1269	1488	1948
	Pa(%)	22,38	26,3	34,5
	Pb(W)	1269	1488	1948
	Pb(%)	22,38	26,3	34,5
	Pc(W)	3131	2670	1748
	Pc(%)	55,24	47,4	31

### 5.3 Trabalhos Futuros

Como futuros trabalhos, baseados nos desenvolvidos nesta tese, podem ser sugeridos:

- Estudo de tolerância à falhas dos inversores e retificadores estudados;
- Estudo de oscilações de conjugado elétrico das máquinas de seis fases acionadas pelas estruturas estudadas;
- Detalhamento da influência da estratégia de modulação utilizada no balanceamento das tensões dos capacitores;
- Investigar técnicas de modulação para diminuir ou eliminar a tensão de modo-comum das topologias em OEW;
- Usar técnicas de controle para eliminar a corrente de circulação para o caso de redução dos barramentos.

# Referências

- 1 BOSE, B. K. Power electronics and motor drives recent progress and perspective. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 2, p. 581–588, Feb 2009. ISSN 0278-0046. Citado 3 vezes nas páginas 1, 2 e 6.
- 2 OKUMURA, H. Power electronics innovation by silicon carbide power semiconductor devices. In: *2014 IEEE International Meeting for Future of Electron Devices, Kansai (IMFEDK)*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–2. Citado na página 1.
- 3 TAN, D.; Novosel, D. Energy challenge, power electronics amp; systems (peas) technology and grid modernization. *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, v. 2, n. 1, p. 3–11, 2017. ISSN 2475-742X. Citado na página 1.
- 4 NAMI, A. Power electronics for future power grids: Drivers and challenges. In: *2018 20th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'18 ECCE Europe)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. P.1–P.2. Citado na página 1.
- 5 LEON, J. I. et al. The essential role and the continuous evolution of modulation techniques for voltage-source inverters in the past, present, and future power electronics. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 63, n. 5, p. 2688–2701, May 2016. ISSN 0278-0046. Citado na página 1.
- 6 SCHMITT, B. P.; SOMMER, R. Retrofit of fixed speed induction motors with medium voltage drive converters using npc three-level inverter high-voltage igbt based topology. In: *ISIE 2001. 2001 IEEE International Symposium on Industrial Electronics Proceedings (Cat. No.01TH8570)*. [S.l.: s.n.], 2001. v. 2, p. 746–751 vol.2. Citado na página 1.
- 7 JACOBINA, C. B. et al. Six-phase machine conversion system with three- and single-phase series converters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 50, n. 6, p. 3846–3856, Nov 2014. ISSN 0093-9994. Citado na página 2.
- 8 RODRIGUEZ, J. et al. Multilevel voltage-source-converter topologies for industrial medium-voltage drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 54, n. 6, p. 2930–2945, Dec 2007. ISSN 0278-0046. Citado na página 2.
- 9 FRANQUELO, L. G. et al. The age of multilevel converters arrives. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, v. 2, n. 2, p. 28–39, June 2008. ISSN 1932-4529. Citado 3 vezes nas páginas 2, 3 e 6.
- 10 KOURO, S. et al. Recent advances and industrial applications of multilevel converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 57, n. 8, p. 2553–2580, Aug 2010. ISSN 0278-0046. Citado na página 2.
- 11 FRANQUELO, L. G.; LEON, J. I.; DOMINGUEZ, E. Recent advances in high-power industrial applications. In: IEEE. *2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. [S.l.], 2010. p. 5–10. Citado 2 vezes nas páginas 2 e 6.

- 12 RODRIGUEZ, J. et al. Multilevel converters: An enabling technology for high-power applications. *Proceedings of the IEEE*, v. 97, n. 11, p. 1786–1817, Nov 2009. ISSN 0018-9219. Citado na página 2.
- 13 Y. YANG. *High Power High Frequency 3-level Neutral Point Clamped Power Conversion System*. Tese (Doutorado) — Virginia Polytechnique Institute and State University, 2015. Citado 2 vezes nas páginas 2 e 3.
- 14 LEVI, E. et al. Multiphase induction motor drives - a technology status review. *Electric Power Applications, IET*, v. 1, n. 4, p. 489–516, July 2007. ISSN 1751-8660. Citado 3 vezes nas páginas 3, 8 e 11.
- 15 LEVI, E. Multiphase electric machines for variable-speed applications. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 55, n. 5, p. 1893–1909, May 2008. ISSN 0278-0046. Citado 3 vezes nas páginas 3, 8 e 11.
- 16 WILLIAMSON, S.; SMITH, S. Pulsating torque and losses in multiphase induction machines. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 39, n. 4, p. 986–993, July 2003. ISSN 0093-9994. Citado 3 vezes nas páginas 3, 8 e 11.
- 17 PARSA, L. On advantages of multi-phase machines. In: *31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005*. [S.l.: s.n.], 2005. p. 6 pp.–. ISSN 1553-572X. Citado 2 vezes nas páginas 3 e 11.
- 18 GRANDI, G. et al. Multi-phase multi-level ac motor drive based on four three-phase two-level inverters. In: *SPEEDAM 2010*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1768–1775. Citado 3 vezes nas páginas 3, 12 e 14.
- 19 TANI, A. et al. Control of multiphase induction motors with an odd number of phases under open-circuit phase faults. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 27, n. 2, p. 565–577, Feb 2012. ISSN 0885-8993. Citado na página 4.
- 20 MITTAL, N. et al. Multilevel inverters: A literature survey on topologies and control strategies. In: *Power, Control and Embedded Systems (ICPCES), 2012 2nd International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–11. Citado na página 6.
- 21 STEMMLER, H.; GUGGENBACH, P. Configurations of high-power voltage source inverter drives. In: *1993 Fifth European Conference on Power Electronics and Applications*. [S.l.: s.n.], 1993. p. 7–14 vol.5. Citado 3 vezes nas páginas 6, 9 e 13.
- 22 WU, C. M.; Lau, W. H.; Chung, H. A five-level neutral-point-clamped h-bridge pwm inverter with superior harmonics suppression: a theoretical analysis. In: *ISCAS'99. Proceedings of the 1999 IEEE International Symposium on Circuits and Systems VLSI (Cat. No.99CH36349)*. [S.l.: s.n.], 1999. v. 5, p. 198–201 vol.5. Citado na página 6.
- 23 BARBOSA, P. et al. Active-neutral-point-clamped (anpc) multilevel converter technology. In: *2005 European Conference on Power Electronics and Applications*. [S.l.: s.n.], 2005. p. 10 pp.–P.10. Citado na página 7.
- 24 STEIMER, P.; VEENSTRA, M. Converter with additional voltage addition or subtraction at the output. In: *U.S. Patent 6 621 719*. [S.l.: s.n.], 2003. Citado na página 7.

- 25 TOLIYAT, H.; XU, H. A novel direct torque control (dte) method for five-phase induction machines. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000. APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE*. [S.l.: s.n.], 2000. v. 1, p. 162–168 vol.1. Citado 2 vezes nas páginas 7 e 12.
- 26 XU, H.; TOLIYAT, H. A.; PETERSEN, L. J. Rotor field oriented control of five-phase induction motor with the combined fundamental and third harmonic currents. In: *APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.01CH37181)*. [S.l.: s.n.], 2001. v. 1, p. 392–398 vol.1. Citado na página 7.
- 27 XU, H.; TOLIYAT, H. A.; PETERSEN, L. J. Five-phase induction motor drives with dsp-based control system. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 17, n. 4, p. 524–533, Jul 2002. ISSN 0885-8993. Citado na página 7.
- 28 NELSON, R.; KRAUSE, P. Induction machine analysis for arbitrary displacement between multiple winding sets. *Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on*, PAS-93, n. 3, p. 841–848, May 1974. ISSN 0018-9510. Citado 2 vezes nas páginas 7 e 10.
- 29 OJO, O.; DAVIDSON, I. E. Pwm-vsi inverter assisted stand-alone dual stator winding induction generator. In: *Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE*. [S.l.: s.n.], 1999. v. 3, p. 1573–1580 vol.3. ISSN 0197-2618. Citado na página 7.
- 30 BOGLIETTI, A. et al. Efficiency analysis of pwm inverter fed three-phase and dual three-phase induction machines. In: *Conference Record of the 2006 IEEE Industry Applications Conference Forty-First IAS Annual Meeting*. [S.l.: s.n.], 2006. v. 1, p. 434–440. ISSN 0197-2618. Citado na página 7.
- 31 RYU, H.-M.; KIM, J.-H.; SUL, S.-K. Analysis of multiphase space vector pulse-width modulation based on multiple d-q spaces concept. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 20, n. 6, p. 1364–1371, Nov 2005. ISSN 0885-8993. Citado 3 vezes nas páginas 8, 11 e 12.
- 32 LU, S.; CORZINE, K. Multilevel multi-phase propulsion drives. In: *IEEE Electric Ship Technologies Symposium, 2005*. [S.l.: s.n.], 2005. p. 363–370. Citado na página 8.
- 33 BAKER, R. H. Electric power converter, u.s. patent number 3 867 643, february 1975. 1975. Citado na página 9.
- 34 BAKER, R. H. High-voltage converter circuit, u.s. patent number 4 203 151, may 1980. 1980. Citado na página 9.
- 35 NABAE, A.; TAKAHASHI, I.; AKAGI, H. A new neutral-point-clamped pwm inverter. *IEEE Transactions on industry applications*, IEEE, n. 5, p. 518–523, 1981. Citado na página 9.
- 36 MEYNARD, T. A.; FOCH, H. Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters. In: *Power Electronics Specialists Conference, 1992. PESC '92 Record., 23rd Annual IEEE*. [S.l.: s.n.], 1992. p. 397–403 vol.1. Citado na página 9.
- 37 UEDA, F. et al. Parallel-connections of pulsewidth modulated inverters using current sharing reactors. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 10, n. 6, p. 673–679, Nov 1995. ISSN 0885-8993. Citado na página 9.

- 38 CORZINE, K. A. et al. Control of cascaded multi-level inverters. In: *Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03. IEEE International*. [S.l.: s.n.], 2003. v. 3, p. 1549–1555 vol.3. Citado na página 9.
- 39 RODRIGUEZ, J.; LAI, J.-S.; PENG, F. Z. Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications. *IEEE Transactions on industrial electronics*, IEEE, v. 49, n. 4, p. 724–738, 2002. Citado 2 vezes nas páginas 9 e 10.
- 40 WARD, E.; HARER, H. Preliminary investigation of an inverter-fed 5-phase induction motor. In: *IEE Proceedings*. [S.l.: s.n.], 1969. p. 980–984. Citado 2 vezes nas páginas 10 e 11.
- 41 JAHNS, T. Improved reliability in solid-state ac drives by means of multiple independent phase drive units. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, IA-16, n. 3, p. 321–331, May 1980. ISSN 0093-9994. Citado 2 vezes nas páginas 10 e 11.
- 42 JACOBINA, C. B. et al. Disturbance-free operation of a six-phase ac motor drive system. In: *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)*. [S.l.: s.n.], 2004. v. 2, p. 925–931 Vol.2. ISSN 0275-9306. Citado na página 10.
- 43 KLINGSHIRN, E. High phase order induction motors - part i. description and theoretical considerations. *Power Engineering Review, IEEE*, PER-3, n. 1, p. 27–27, Jan 1983. ISSN 0272-1724. Citado na página 10.
- 44 KLINGSHIRN, E. High phase order induction motors - part ii-experimental results. *Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on*, PAS-102, n. 1, p. 54–59, Jan 1983. ISSN 0018-9510. Citado na página 10.
- 45 ABBAS, M. A.; CHRISTEN, R.; JAHNS, T. Six-phase voltage source inverter driven induction motor. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, IA-20, n. 5, p. 1251–1259, Sept 1984. ISSN 0093-9994. Citado na página 11.
- 46 TOLIYAT, H.; LIPO, T.; WHITE, J. Analysis of a concentrated winding induction machine for adjustable speed drive applications. i. motor analysis. *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, v. 6, n. 4, p. 679–683, Dec 1991. ISSN 0885-8969. Citado na página 11.
- 47 TOLIYAT, H.; LIPO, T.; WHITE, J. Analysis of a concentrated winding induction machine for adjustable speed drive applications. ii. motor design and performance. *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, v. 6, n. 4, p. 684–692, Dec 1991. ISSN 0885-8969. Citado na página 11.
- 48 TOLIYAT, H.; LIPO, T. Analysis of concentrated winding induction machines for adjustable speed drive applications-experimental results. *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, v. 9, n. 4, p. 695–700, Dec 1994. ISSN 0885-8969. Citado na página 11.
- 49 ZHAO, Y.; LIPO, T. Space vector pwm control of dual three-phase induction machine using vector space decomposition. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 31, n. 5, p. 1100–1109, Sep 1995. ISSN 0093-9994. Citado 3 vezes nas páginas 11, 12 e 13.

- 50 HADIOUCHE, D.; BAGHLI, L.; REZZOUG, A. Space-vector pwm techniques for dual three-phase ac machine: analysis, performance evaluation, and dsp implementation. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 42, n. 4, p. 1112–1122, July 2006. ISSN 0093-9994. Citado 2 vezes nas páginas 11 e 12.
- 51 MOHAPATRA, K. K. et al. A novel modulation scheme for a six phase induction motor with open-end windings. In: *IECON 02 [Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference of the]*. [S.l.: s.n.], 2002. v. 1, p. 810–815 vol.1. Citado 4 vezes nas páginas 11, 12, 14 e 23.
- 52 PAVITHRAN, K.; PARIMELALAGAN, R.; KRISHNAMURTHY, M. Studies on inverter-fed five-phase induction motor drive. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 3, n. 2, p. 224–235, Apr 1988. ISSN 0885-8993. Citado na página 11.
- 53 GOPAKUMAR, K. et al. Modified current source inverter fed induction motor drive with reduced torque pulsations. *Electric Power Applications, IEE Proceedings B*, v. 131, n. 4, p. 159–164, July 1984. ISSN 0143-7038. Citado na página 11.
- 54 BOJOI, R. et al. Digital field oriented control for dual three-phase induction motor drives. In: *Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the*. [S.l.: s.n.], 2002. v. 2, p. 818–825 vol.2. ISSN 0197-2618. Citado na página 11.
- 55 CORREA, M. et al. Vector and scalar modulation for six-phase voltage source inverters. In: *IEEE. Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC'03. 2003 IEEE 34th Annual*. [S.l.], 2003. v. 2, p. 562–567. Citado na página 11.
- 56 SINGH, G.; NAM, K.; LIM, S. A simple indirect field-oriented control scheme for multiphase induction machine. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 52, n. 4, p. 1177–1184, Aug 2005. ISSN 0278-0046. Citado na página 11.
- 57 TESSAROLO, A. Benefits of increasing the number of stator phases in terms of winding construction technology in high-power electric machines. In: *5th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2010)*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–6. Citado na página 11.
- 58 LEVI, E. Advances in converter control and innovative exploitation of additional degrees of freedom for multiphase machines. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 63, n. 1, p. 433–448, Jan 2016. ISSN 0278-0046. Citado na página 11.
- 59 BARRERO, F.; DURAN, M. J. Recent advances in the design, modeling, and control of multiphase machines - part i. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 63, n. 1, p. 449–458, Jan 2016. ISSN 0278-0046. Citado na página 11.
- 60 DURAN, M. J.; BARRERO, F. Recent advances in the design, modeling, and control of multiphase machines - part ii. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 63, n. 1, p. 459–468, Jan 2016. ISSN 0278-0046. Citado na página 11.
- 61 IQBAL, A.; LEVI, E. Space vector pwm techniques for sinusoidal output voltage generation with a five-phase voltage source inverter. *Electric Power Components and Systems*, Taylor & Francis, v. 34, n. 2, p. 119–140, 2006. Citado na página 12.

- 62 KELLY, J.; STRANGAS, E.; MILLER, J. Multiphase space vector pulse width modulation. *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, v. 18, n. 2, p. 259–264, June 2003. ISSN 0885-8969. Citado na página 12.
- 63 DURAN, M.; LEVI, E. Multi-dimensional approach to multi-phase space vector pulse width modulation. In: *IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd Annual Conference on*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 2103–2108. ISSN 1553-572X. Citado 2 vezes nas páginas 12 e 15.
- 64 DUJIC, D. et al. Continuous pwm techniques for sinusoidal voltage generation with seven-phase voltage source inverters. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2007. PESC 2007. IEEE*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 47–52. ISSN 0275-9306. Citado na página 12.
- 65 PRIETO, J. et al. Electric propulsion technology based in predictive direct torque control and asymmetrical dual three-phase drives. In: *Intelligent Transportation Systems (ITSC), 2010 13th International IEEE Conference on*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 397–402. ISSN 2153-0009. Citado na página 12.
- 66 GRITTER, D.; KALSI, S. S.; HENDERSON, N. Variable speed electric drive options for electric ships. In: *IEEE. IEEE Electric Ship Technologies Symposium, 2005*. [S.l.], 2005. p. 347–354. Citado na página 12.
- 67 NEUGEBAUER, T. C. et al. A six-phase multilevel inverter for mems electrostatic induction micromotors. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, IEEE, v. 51, n. 2, p. 49–56, 2004. Citado na página 12.
- 68 STEINER, M.; DEPLAZES, R.; STEMMLER, H. A new transformerless topology for ac-fed traction vehicles using multi-star induction motors. *EPE Journal*, Taylor & Francis, v. 10, n. 3-4, p. 45–53, 2000. Citado na página 12.
- 69 LU, S.; CORZINE, K. Multilevel multi-phase propulsion drives. In: *IEEE. IEEE Electric Ship Technologies Symposium, 2005*. [S.l.], 2005. p. 363–370. Citado na página 12.
- 70 XUE, S.; WEN, X. Simulation analysis of two novel multiphase svpwm strategies. In: *Industrial Technology, 2005. ICIT 2005. IEEE International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2005. p. 1337–1342. Citado na página 12.
- 71 GRANDI, G.; SERRA, G.; TANI, A. Space vector modulation of a nine-phase voltage source inverter. In: *Industrial Electronics, 2007. ISIE 2007. IEEE International Symposium on*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 431–436. Citado na página 12.
- 72 PATKAR, F.; LEVI, E.; JONES, M. A six-phase multilevel space vector pwm algorithm for a dual-inverter supplied drive. In: *6th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2012)*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–5. Citado na página 12.
- 73 JONES, M.; PATKAR, F.; LEVI, E. Carrier-based pulse-width modulation techniques for asymmetrical six-phase open-end winding drives. *IET Electric Power Applications*, v. 7, n. 6, p. 441–452, July 2013. ISSN 1751-8660. Citado na página 12.
- 74 BODO, N.; LEVI, E.; JONES, M. Investigation of carrier-based pwm techniques for a five-phase open-end winding drive topology. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 60, n. 5, p. 2054–2065, May 2013. ISSN 0278-0046. Citado na página 12.

- 75 KAZMIERKOWSKI, M. P. et al. High-performance motor drives. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, v. 5, n. 3, p. 6–26, Sept 2011. ISSN 1932-4529. Citado na página 12.
- 76 MAIA, A. C. N. et al. Open-end multilevel six-phase machine drive system with five three-leg converters. In: *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 6581–6588. ISSN 2329-3721. Citado 4 vezes nas páginas 12, 29, 78 e 115.
- 77 MAIA, A. C. N. et al. Open-end multilevel six-phase machine drive system with five three-leg converters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 53, n. 3, p. 2271–2281, May 2017. ISSN 0093-9994. Citado 9 vezes nas páginas 12, 23, 29, 30, 35, 78, 85, 88 e 115.
- 78 JACOBINA, C. B.; ROCHA, N.; MARINUS, N. S. M. L. Open-end winding permanent magnet synchronous generator system with reduced controlled switch count. In: *2013 Brazilian Power Electronics Conference*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 692–698. ISSN 2165-0454. Citado na página 12.
- 79 MAIA, A. C. N.; JACOBINA, C. B.; FREITAS, N. B. Open-end multi-level six-phase machine drive system with three three-phase dc-link converters. In: *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 781–787. ISSN 1553-572X. Citado na página 12.
- 80 KUMAR, S.; AGARWAL, P. A nine-level inverter for open-end induction motor. In: *Engineering and Computational Sciences (RAECS), 2014 Recent Advances in*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–6. Citado na página 12.
- 81 GATARIC, S. A polyphase cartesian vector approach to control of polyphase ac machines. In: *Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE*. [S.l.: s.n.], 2000. v. 3, p. 1648–1654 vol.3. ISSN 0197-2618. Citado na página 12.
- 82 DURAN, M. et al. Real-time implementation of multi-dimensional five-phase space vector pwm using look-up table techniques. In: *Industrial Electronics Society, 2007. IECON 2007. 33rd Annual Conference of the IEEE*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 1518–1523. ISSN 1553-572X. Citado 2 vezes nas páginas 12 e 15.
- 83 DURAN, M. et al. A modified sector based space vector pwm technique for five-phase drives. In: *Electrical and Electronics Engineering, 2009. IEEJ Transactions on*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 453–464. Citado 2 vezes nas páginas 12 e 15.
- 84 LOPEZ, O. et al. Multilevel multiphase space vector pwm algorithm. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 55, n. 5, p. 1933–1942, May 2008. ISSN 0278-0046. Citado 2 vezes nas páginas 12 e 15.
- 85 Celanovic, N.; Boroyevich, D. A fast space-vector modulation algorithm for multilevel three-phase converters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 37, n. 2, p. 637–641, March 2001. ISSN 0093-9994. Citado na página 13.
- 86 Prats, M. M.; Carrasco, J. M.; Franquelo, L. G. Effective space-vector modulation algorithm for multilevel converters. In: *IEEE 2002 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society. IECON 02*. [S.l.: s.n.], 2002. v. 4, p. 3129–3133 vol.4. Citado na página 13.

- 87 Wenxi, Y. et al. Research on three-level inverter of six-phase synchronous motor. In: *2006 CES/IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conference*. [S.l.: s.n.], 2006. v. 2, p. 1–5. Citado na página 13.
- 88 Yao Wenxi et al. Three-level svpwm method based on two-level pwm cell in dsp. In: *Nineteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04*. [S.l.: s.n.], 2004. v. 3, p. 1720–1724 Vol.3. Citado na página 13.
- 89 Oleschuk, V.; Griva, G. Common-mode voltage cancellation in dual three-phase systems with synchronized pwm. In: *2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 706–711. ISSN 2163-5137. Citado na página 13.
- 90 Oleschuk, V.; Blaabjerg, F. Three-level inverters with common-mode voltage cancellation based on synchronous pulsewidth modulation. In: *2002 IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Proceedings (Cat. No.02CH37289)*. [S.l.: s.n.], 2002. v. 2, p. 863–868 vol.2. Citado na página 13.
- 91 Franquelo, L. G. et al. Three-dimensional space-vector modulation algorithm for four-leg multilevel converters using abc coordinates. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 53, n. 2, p. 458–466, April 2006. ISSN 0278-0046. Citado na página 13.
- 92 Prats, M. M. et al. A 3-d space vector modulation generalized algorithm for multilevel converters. *IEEE Power Electronics Letters*, v. 1, n. 4, p. 110–114, Dec 2003. ISSN 1540-7985. Citado na página 13.
- 93 Corzine, K. A.; Sudhoff, S. D.; Whitcomb, C. A. Performance characteristics of a cascaded two-level converter. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 14, n. 3, p. 433–439, Sep. 1999. ISSN 0885-8969. Citado na página 13.
- 94 Shivakumar, E. G. et al. A multi level space phasor based pwm strategy for an open-end winding induction motor drive using two inverters with different dc link voltages. In: *4th IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems. IEEE PEDS 2001 - Indonesia. Proceedings (Cat. No.01TH8594)*. [S.l.: s.n.], 2001. v. 1, p. 169–175 vol.1. Citado na página 13.
- 95 Grandi, G. et al. Quad-inverter configuration for multi-phase multi-level ac motor drives. In: *2010 IEEE Region 8 International Conference on Computational Technologies in Electrical and Electronics Engineering (SIBIRCON)*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 631–638. Citado na página 14.
- 96 Grandi, G.; Serra, G.; Tani, A. Space vector modulation of a six-phase vsf based on three-phase decomposition. In: *2008 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 674–679. Citado na página 14.
- 97 Casadei, D. et al. Multilevel operation and input power balancing for a dual two-level inverter with insulated dc sources. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 44, n. 6, p. 1815–1824, Nov 2008. ISSN 0093-9994. Citado na página 14.
- 98 Marouani, K. et al. A new pwm strategy based on a 24-sector vector space decomposition for a six-phase vsf-fed dual stator induction motor. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 55, n. 5, p. 1910–1920, May 2008. ISSN 0278-0046. Citado na página 14.

- 99 Grandi, G. et al. Fault-tolerant operating analysis of a quad-inverter multiphase multilevel ac motor drive. In: *8th IEEE Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics Drives*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 126–132. Citado na página 14.
- 100 Grandi, G. et al. Fault-tolerant control strategies for quad inverter induction motor drives with one failed inverter. In: *2012 XXth International Conference on Electrical Machines*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 959–966. Citado na página 14.
- 101 Grandi, G. et al. Experimental investigation of fault-tolerant control strategies for quad-inverter converters. In: *2012 Electrical Systems for Aircraft, Railway and Ship Propulsion*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–8. ISSN 2165-9427. Citado na página 14.
- 102 Jones, M.; Satiawan, W.; Levi, E. A five-phase multilevel space-vector pwm algorithm for a dual-inverter supplied drive. In: *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 2461–2466. ISSN 1553-572X. Citado na página 14.
- 103 Levi, E.; Jones, M.; Satiawan, W. A multiphase dual-inverter supplied drive structure for electric and hybrid electric vehicles. In: *2010 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–7. ISSN 1938-8756. Citado na página 14.
- 104 SILVA, I. D. *Modelagem e Acionamento de uma Máquina de Indução de Nove Fases Baseado em Modulação Espacial Vetorial SVPWM*. *Dissertação de Mestrado, UFPB*. 2015. Citado na página 14.
- 105 LOPEZ, O. et al. Multilevel multiphase space vector pwm algorithm with switching state redundancy. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 3, p. 792–804, March 2009. ISSN 0278-0046. Citado na página 15.
- 106 DA SILVA, I. et al. Hybrid open-end multilevel six-phase machine drive system with reduced harmonic distortion. in *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, p. 2184–2191, Oct 2017. Citado na página 17.
- 107 DA SILVA, I. et al. Open-end multilevel six-phase machine drive system with three three-leg npc converters. In: *2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 2593–2600. Citado 2 vezes nas páginas 17 e 55.
- 108 DA SILVA, I. et al. Open-end winding multilevel unidirectional six-phase rectifier with reduced switch count. In: *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 135–142. ISSN 2329-3748. Citado na página 17.
- 109 JACOBINA, C. B. et al. Digital scalar pulse-width modulation: a simple approach to introduce non-sinusoidal modulating waveforms. *IEEE Trans. Power Electron.*, v. 16, n. 3, p. 351–359, May 2001. Citado 6 vezes nas páginas 28, 29, 77, 78, 114 e 115.
- 110 BLASKO, V. Analysis of a hybrid PWM based on modified space-vector and triangle-comparison methods. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, v. 33, n. 3, p. 756–764, May/June. 1996. Citado 3 vezes nas páginas 28, 77 e 114.
- 111 KALAISELVI, J.; SRINIVAS, S. Bearing currents and shaft voltage reduction in dual-inverter-fed open-end winding induction motor with reduced cmv pwm methods. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 62, n. 1, p. 144–152, Jan 2015. ISSN 0278-0046. Citado 2 vezes nas páginas 55 e 98.

- 112 BODO, N.; JONES, M.; LEVI, E. A space vector pwm with common-mode voltage elimination for open-end winding five-phase drives with a single dc supply. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 61, n. 5, p. 2197–2207, May 2014. ISSN 0278-0046. Citado na página 55.
- 113 LOPEZ, O. et al. Space-vector pwm with common-mode voltage elimination for multiphase drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 31, n. 12, p. 8151–8161, Dec 2016. ISSN 0885-8993. Citado na página 55.
- 114 DURAN, M. J.; PRIETO, J.; BARRERO, F. Space vector pwm with reduced common-mode voltage for five-phase induction motor drives operating in overmodulation zone. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 8, p. 4030–4040, Aug 2013. ISSN 0885-8993. Citado na página 55.
- 115 CARRASCO, J. M. et al. Power-electronic systems for the grid integration of renewable energy sources: A survey. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 53, n. 4, p. 1002–1016, June 2006. ISSN 0278-0046. Citado na página 108.
- 116 WU, B. et al. Power conversion and control of wind energy systems. In: \_\_\_\_\_. *Power Conversion and Control of Wind Energy Systems*. [S.l.]: Wiley-IEEE Press, 2011. ISBN 9781118029008. Citado na página 108.
- 117 MELO, V. F. M. B. et al. Six-phase open-end machine conversion system with reduced number of controlled components. In: *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 888–894. ISSN 1553-572X. Citado 2 vezes nas páginas 110 e 125.
- 118 Santos Filho, R. M. et al. Comparison of three single-phase pll algorithms for ups applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 55, n. 8, p. 2923–2932, Aug 2008. ISSN 0278-0046. Citado na página 124.
- 119 Jacobina, C. B. et al. Modeling and control of unbalanced three-phase systems containing pwm converters. In: *Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Forth IAS Annual Meeting (Cat. No.99CH36370)*. [S.l.: s.n.], 1999. v. 4, p. 2173–2179 vol.4. ISSN 0197-2618. Citado na página 124.
- 120 JACOBINA, C. B. et al. Current control of unbalanced electrical systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 48, n. 3, p. 517–525, Jun 2001. ISSN 0278-0046. Citado na página 124.