

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Gabriel Avila Saccol

**CONTROLE DO FLUXO DE POTÊNCIA EM CONVERSORES
COM MÓDULOS EM PONTE COMPLETA CONECTADOS
EM CASCATA PARA APLICAÇÕES COM BATERIAS DE
SEGUNDA VIDA**

**Santa Maria, RS
2023**

Gabriel Avila Saccol

**CONTROLE DO FLUXO DE POTÊNCIA EM CONVERSORES COM MÓDULOS
EM PONTE COMPLETA CONECTADOS EM CASCATA PARA APLICAÇÕES
COM BATERIAS DE SEGUNDA VIDA**

Tese apresentada ao curso de Doutorado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Doutor em Engenharia Elétrica**.

Orientador: Prof. Dr. Cassiano Rech
Coorientadora: Prof^a. Dr^a. Fernanda de Moraes Carnielutti

Santa Maria, RS
2023

This study was financed in part by the Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES) – Finance Code 001

Saccol, Gabriel Avila
Controle do Fluxo de Potência em Conversores com
Módulos em Ponte Completa Conectados em Cascata para
Aplicações com Baterias de Segunda Vida / Gabriel Avila
Saccol.- 2023.
158 p.; 30 cm

Orientador: Cassiano Rech
Coorientadora: Fernanda de Moraes Carnielutti
Tese (doutorado) - Universidade Federal de Santa
Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica, RS, 2023

1. Baterias de segunda vida 2. Conversor em cascata
3. Conversor multinível 4. Modulação vetorial 5. Sistemas
de armazenamento de energia I. Rech, Cassiano II.
Carnielutti, Fernanda de Moraes III. Título.

Sistema de geração automática de ficha catalográfica da UFSM. Dados fornecidos pelo autor(a). Sob supervisão da Direção da Divisão de Processos Técnicos da Biblioteca Central. Bibliotecária responsável Paula Schoenfeldt Patta CRB 10/1728.

Declaro, GABRIEL AVILA SACCOL, para os devidos fins e sob as penas da lei, que a pesquisa constante neste trabalho de conclusão de curso (Tese) foi por mim elaborada e que as informações necessárias objeto de consulta em literatura e outras fontes estão devidamente referenciadas. Declaro, ainda, que este trabalho ou parte dele não foi apresentado anteriormente para obtenção de qualquer outro grau acadêmico, estando ciente de que a inveracidade da presente declaração poderá resultar na anulação da titulação pela Universidade, entre outras consequências legais.

Gabriel Avila Saccol

**CONTROLE DO FLUXO DE POTÊNCIA EM CONVERSORES COM MÓDULOS
EM PONTE COMPLETA CONECTADOS EM CASCATA PARA APLICAÇÕES
COM BATERIAS DE SEGUNDA VIDA**

Tese apresentada ao curso de Doutorado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Doutor em Engenharia Elétrica.**

Aprovado em 28 de setembro de 2023:

Cassiano Rech, Dr. (UFSM)
(Presidente/Orientador)

Fernanda de Moraes Carnielutti, Dr^a. (UFSM)
(Coorientadora)

Rafael Concatto Beltrame, Dr. (UFSM)

Alessandro Luiz Batschauer, Dr. (UDESC) – Videoconferência

Julian Cezar Giacomini, Dr. (IFFAR) – Videoconferência

Pedro Gomes Barbosa, Dr. (UFJF) – Videoconferência

Santa Maria, RS
2023

DEDICATÓRIA

Para meus familiares, em especial aos meus pais Milton e Deise, por todo o apoio e força que muito contribuíram para o desenvolvimento deste trabalho.

AGRADECIMENTOS

A contribuição de muitas pessoas foi essencial para a conclusão deste trabalho. Dedico meus sinceros agradecimentos:

Aos meus pais Milton e Deise, por todo o apoio concedido ao longo dos anos de convívio, permitindo o desenvolvimento de meus estudos.

Aos meus familiares, pela confiança e compreensão durante todos os momentos de minha vida.

Aos professores Cassiano Rech e Fernanda de Moraes Carnielutti, por seus exemplos profissionais, empenho e ensinamentos repassados durante o período de orientação.

Aos colegas e amigos do Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC), que ajudam a tornar o ambiente de trabalho um lugar bastante agradável.

À Universidade Federal de Santa Maria (UFSM) e ao Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC), pelo fornecimento da infraestrutura necessária para a implementação do trabalho. Agradeço também ao INCT-GD, ao CNPq (processos 465640/2014-1 e 303997/2019-2), à CAPES (processo 23038.000776/2017-54) e à FAPERGS (17/2551-0000517-1) pelo apoio financeiro.

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior – Brasil (CAPES/PROEX) – Código de Financiamento 001.

Por fim, a todos que, de alguma forma ou de outra, contribuíram para a realização deste trabalho.

*A inteligência é o farol que nos guia,
mas é a vontade que nos faz caminhar.*

(Érico Veríssimo)

*A matemática compara os mais
diversos fenômenos e descobre as
analogias secretas que os une.*

(Joseph Fourier)

RESUMO

CONTROLE DO FLUXO DE POTÊNCIA EM CONVERSORES COM MÓDULOS EM PONTE COMPLETA CONECTADOS EM CASCATA PARA APLICAÇÕES COM BATERIAS DE SEGUNDA VIDA

AUTOR: Gabriel Avila Saccol

ORIENTADOR: Prof. Dr. Cassiano Rech

COORIENTADORA: Prof^ª. Dr^ª. Fernanda de Moraes Carnielutti

Conversores multiníveis com módulos em ponte completa conectados em cascata são alternativas interessantes em sistemas de armazenamento de energia, visto que as baterias podem ser diretamente conectadas à entrada contínua de cada um dos módulos. No entanto, em sistemas de armazenamento de energia com baterias de segunda vida, a disparidade entre os parâmetros das baterias demanda que os módulos operem com diferentes níveis de potência. Nesse caso, técnicas de balanceamento de potência convencionais resultam em elevada taxa de distorção da tensão de saída do conversor e altos níveis de corrente sobre os semicondutores. Assim sendo, esta Tese de Doutorado propõe uma estratégia de modulação vetorial monofásica generalizada para a seleção dos estados redundantes de um conversor com módulos em ponte completa conectados em cascata. Uma malha fechada de controle é utilizada para a obtenção dos tempos de condução dos semicondutores. O modo de operação em delta aberto é explorado para minimizar a demanda de corrente dos semicondutores em relação à operação trifásica em delta convencional, para situações de grande desbalanceamento de potência. Resultados de simulação e experimentais demonstram o desempenho do método proposto.

Palavras-chave: Baterias de segunda vida, Conversor em cascata, Conversor multinível, Modulação vetorial, Sistemas de armazenamento de energia.

ABSTRACT

CONTROL OF THE POWER FLOW IN CASCADED H-BRIDGE CONVERTERS FOR SECOND-LIFE BATTERY APPLICATIONS

AUTHOR: Gabriel Avila Saccol
ADVISOR: Prof. Dr. Cassiano Rech
COADVISOR: Prof^a. Dr^a. Fernanda de Morais Carnielutti

Cascaded H-bridge converters are interesting candidates energy storage systems, since the batteries can be directly connected to the input dc-side of each converter module. However, in second-life batteries energy storage systems, the disparity among the parameters of the batteries require that the modules operate with different power levels. In this case, conventional power balancing methods will lead to an increased distortion on the converter output voltage and high current levels on the semiconductors. Therefore, this Ph.D. Dissertation proposes a generalized single-phase space vector modulation strategy, by selecting the redundant states of a cascaded H-bridge multilevel converter. A closed-loop control method is used to obtain the semiconductors switching states dwell time. The open-delta operating mode is considered to minimize the current demand on the semiconductors in relation to the conventional three-phase delta-connected converter, for unbalanced power situations. Simulation and experimental results are included to demonstrate the performance of the proposed method.

Keywords: Cascaded converter, Energy Storage Systems, Multilevel converter, Second-life batteries, Space vector modulation.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Número total de carros elétricos no mundo por ano.	31
Figura 2 – Processo de fabricação, reaproveitamento e reciclagem das baterias.	39
Figura 3 – Topologia convencional de dois níveis.	41
Figura 4 – Associação de conversores CC/CC com barramento CC controlável.	42
Figura 5 – CHBMC em aplicação com baterias de segunda vida.	44
Figura 6 – MMC. (a) Topologia modular trifásica. (b) Configuração de cada submódulo.	45
Figura 7 – Topologia modular boost-multinível buck.	47
Figura 8 – Situação de descarregamento excessivo da bateria B_1	50
Figura 9 – Modulação por largura de pulso baseada em múltiplas portadoras deslocadas em amplitude. (a) Estratégia convencional. 9. (b) Estratégia com permutação de portadoras.	52
Figura 10 – Formas de onda para a estratégia LSPWM. (a), (b) e (c) Tensões de referência dos módulos para a estratégia de modulação convencional. (d), (e) e (f) Tensões de referência para a estratégia de modulação com permutação de portadoras.	53
Figura 11 – Formas de onda para a estratégia LSPWM. (a) Tensão de saída do conversor para a estratégia convencional. (b) Espectro harmônico da tensão de saída para a estratégia convencional. (c) Tensão de saída para a estratégia com permutação de portadoras. (d) Espectro harmônico da tensão de saída para a estratégia com permutação de portadoras.	54
Figura 12 – Formas de onda para um CHBMC utilizando PSPWM. (a) Tensão de referência de cada módulo. (b) Tensão de saída do conversor. (c) Espectro harmônico da tensão de saída considerando-se as potências dos módulos balanceadas. (d) Espectro harmônico da tensão de saída considerando-se as potências dos módulos desbalanceadas.	55
Figura 13 – Tensões de saída dos módulos conectados em cascata, representados na mesma cor de suas respectivas tensões de referência, de acordo com a Figura 12, sob condição de desbalanceamento de potência.	56
Figura 14 – Formas de onda para um CHBMC. (a) Tensão de saída do conversor utilizando-se a estratégia PSWM convencional. (b) Espectro harmônico da tensão de saída da Figura 14 (a). (c) Tensão de saída do conversor utilizando-se a estratégia VAPSPWM. (d) Espectro harmônico da tensão de saída da Figura 14 (c).	57
Figura 15 – Formas de onda para um CHBMC utilizando HMSCZS. (a) Tensão de saída $v(t)$ e tensão de referência $v^*(t)$. (b) Espectro harmônico da tensão de saída.	59
Figura 16 – Sistema de armazenamento de energia híbrido. (a) Conversor com módulos em ponte completa conectados em cascata. (b) Modo de alta potência na saída. (c) Modo de operação normal. (d) Modo de operação com absorção de potência.	61
Figura 17 – Conversor multinível com capacitores flutuantes em estrutura ponte completa.	62
Figura 18 – Conversor trifásico conectado em estrela.	65
Figura 19 – Representação fasorial das tensões e correntes do braço u do conversor conectado em estrela.	66
Figura 20 – Conversor trifásico conectado em delta.	70
Figura 21 – Representação fasorial das tensões e correntes no braço u do conversor conectado em delta.	71
Figura 22 – CHBMC monofásico.	74

Figura 23 - Espaço das tensões de saída para um CHBMC de $(2n + 1)$ níveis.	75
Figura 24 – Sequência de comutação para o setor $n + 1$	77
Figura 25 – CHBMC com dois módulos.	78
Figura 26 – Espaço das tensões de saída para um CHBMC de cinco níveis.	79
Figura 27 – Solução espacial para o balanceamento de potência do módulo M_1 , considerando-se $m_a = 0,8$	81
Figura 28 - Solução espacial completa para o balanceamento de potência do módulo M_1	82
Figura 29 – CHBMC com três módulos.	83
Figura 30 – Espaço das tensões de saída para um CHBMC de sete níveis.....	83
Figura 31 – Relação entre a variável auxiliar $\lambda_{1,1+}$ e o tempo de aplicação do estado redundante $t_{1,1+}$	86
Figura 32 – Relação entre a variável auxiliar $\lambda_{2,1+}$ e o tempo de aplicação do estado redundante $t_{2,1+}$	88
Figura 33 – Máxima diferença de potência entre os módulos M_1 e M_2 , considerando $\delta_1 = 1$ e $\delta_2 = -1$	89
Figura 34 - Relação entre a variável auxiliar $\lambda_{x,m+}$ e o tempo de aplicação do estado redundante $t_{x,m+}$	91
Figura 35 – Diagrama esquemático para a estratégia de balanceamento intermodular.	92
Figura 36 – Capacidade mínima de corrente dos braços.	94
Figura 37 – Modo de operação em delta aberto.....	95
Figura 38 – Região de operação em delta aberto. A corrente eficaz do conversor é igual a 1 pu na região sombreada.....	97
Figura 39 – Diagrama esquemático para a seleção do modo de operação do conversor.....	98
Figura 40 – Diagrama de blocos para a malha de controle de potência dos módulos.	103
Figura 41 – Circuito trifásico utilizado para o projeto do sistema de controle da corrente... 104	
Figura 42 – Modelo equivalente do conversor conectado à uma carga resistiva R através de um filtro indutivo L	104
Figura 43 – Diagrama de blocos para o controle da corrente de saída do conversor em operação trifásica normal.	106
Figura 44 – Diagrama de blocos para o controle da corrente de saída do conversor em operação delta aberto.	107
Figura 45 – Capacidade de balanceamento de potência intermodular.....	108
Figura 46 - Tensão de saída do conversor mediante degrau nos valores de referência de potência dos módulos.....	109
Figura 47 – Variáveis de controle $\delta_1(t)$ e $\delta_2(t)$ mediante degrau nos valores de referência de potência dos módulos.....	110
Figura 48 - Formas de onda do CHBMC para a estratégia PSPWM convencional considerando $P_1 = P_2 = P_3 = 383 \text{ W}$ e $V_{dc,1} = V_{dc,2} = V_{dc,3} = 100 \text{ V}$. (a) Tensão de saída do conversor. (b) Espectro harmônico da tensão de saída.	111
Figura 49 – Formas de onda do CHBMC para a estratégia VAPSPWM considerando $P_1 = P_2 = P_3 = 383 \text{ W}$ e $V_{dc,1} = V_{dc,2} = V_{dc,3} = 100 \text{ V}$. (a) Tensão de saída do conversor. (b) Espectro harmônico da tensão de saída.....	111

Figura 50 – Formas de onda do CHBMC para a HMSCZS considerando $P_1 = P_2 = P_3 = 383 \text{ W}$ e $V_{dc,1} = V_{dc,2} = V_{dc,3} = 100 \text{ V}$. (a) Tensão de saída do conversor. (b) Espectro harmônico da tensão de saída.	112
Figura 51 - Formas de onda do CHBMC para a estratégia SVM proposta considerando $P_1 = P_2 = P_3 = 383 \text{ W}$ e $V_{dc,1} = V_{dc,2} = V_{dc,3} = 100 \text{ V}$. (a) Tensão de saída do conversor. (b) Espectro harmônico da tensão.	113
Figura 52 - Formas de onda do CHBMC para a estratégia PSPWM considerando $P_1 = 500 \text{ W}$, $P_2 = 250 \text{ W}$ e $P_3 = 400 \text{ W}$ e $V_{dc,1} = V_{dc,2} = V_{dc,3} = 100 \text{ V}$. (a) Tensão de saída do conversor. (b) Espectro harmônico da tensão de saída.	114
Figura 53 – Formas de onda do CHBMC para a estratégia VAPSPWM considerando-se $P_1 = 500 \text{ W}$, $P_2 = 250 \text{ W}$ e $P_3 = 400 \text{ W}$ e $V_{dc,1} = V_{dc,2} = V_{dc,3} = 100 \text{ V}$. (a) Tensão de saída do conversor. (b) Espectro harmônico da tensão de saída.....	114
Figura 54 – Formas de onda do CHBMC para HMSCZS considerando $P_1 = 500 \text{ W}$, $P_2 = 250 \text{ W}$ e $P_3 = 400 \text{ W}$ e $V_{dc,1} = V_{dc,2} = V_{dc,3} = 100 \text{ V}$. (a) Tensão de saída do conversor. (b) Espectro harmônico da tensão.	115
Figura 55 - Formas de onda do CHBMC para a estratégia SVM considerando $P_1 = 500 \text{ W}$, $P_2 = 250 \text{ W}$ e $P_3 = 400 \text{ W}$ e $V_{dc,1} = V_{dc,2} = V_{dc,3} = 100 \text{ V}$. (a) Tensão de saída do conversor. (b) Espectro harmônico da tensão.	116
Figura 56 - Formas de onda do CHBMC para a estratégia SVM considerando $P_1 = 500 \text{ W}$, $P_2 = 250 \text{ W}$ e $P_3 = 400 \text{ W}$ e $V_{dc,1} = V_{dc,2} = V_{dc,3} = 100 \text{ V}$. (a) Tensão de saída do conversor. (b) Espectro harmônico da tensão.	117
Figura 57 - Formas de onda do CHBMC para a estratégia PSPWM convencional, considerando $P_1 = 500 \text{ W}$, $P_2 = 250 \text{ W}$ e $P_3 = 400 \text{ W}$ e $V_{dc,1} = 120 \text{ V}$, $V_{dc,2} = 80 \text{ V}$ e $V_{dc,3} = 100 \text{ V}$. (a) Tensão de saída do conversor. (b) Espectro harmônico da tensão.....	117
Figura 58 - Formas de onda do CHBMC para a estratégia VAPSPWM considerando $P_1 = 500 \text{ W}$, $P_2 = 250 \text{ W}$ e $P_3 = 400 \text{ W}$ e $V_{dc,1} = 120 \text{ V}$, $V_{dc,2} = 80 \text{ V}$ e $V_{dc,3} = 100 \text{ V}$. (a) Tensão de saída do conversor. (b) Espectro harmônico da tensão.	118
Figura 59 – Formas de onda do CHBMC para a HMSCZS considerando $P_1 = 500 \text{ W}$, $P_2 = 250 \text{ W}$ e $P_3 = 400 \text{ W}$ e $V_{dc,1} = 120 \text{ V}$, $V_{dc,2} = 80 \text{ V}$ e $V_{dc,3} = 100 \text{ V}$. (a) Tensão de saída do conversor. (b) Espectro harmônico da tensão.....	118
Figura 60 - Formas de onda do CHBMC para a estratégia SVM considerando $P_1 = 500 \text{ W}$, $P_2 = 250 \text{ W}$ e $P_3 = 400 \text{ W}$ e $V_{dc,1} = 120 \text{ V}$, $V_{dc,2} = 80 \text{ V}$ e $V_{dc,3} = 100 \text{ V}$. (a) Tensão de saída do conversor. (b) Espectro harmônico da tensão.....	119
Figura 61 - Correntes $i_u(t)$, $i_v(t)$ e $i_w(t)$ para $\rho_u = \rho_v = 1/3$	121
Figura 62 - Correntes $i_a(t)$, $i_b(t)$ e $i_c(t)$ para $\rho_u = \rho_v = 1/3$	122
Figura 63 - Correntes $i_u(t)$, $i_v(t)$ e $i_w(t)$ para $\rho_u = 0,64$ e $\rho_v = 0,24$	122
Figura 64 - Correntes $i_a(t)$, $i_b(t)$ e $i_c(t)$ para $\rho_u = 0,64$ e $\rho_v = 0,24$	123
Figura 65 – Resultado de simulação para o estado de carga das baterias.	123
Figura 66 - Correntes $i_u(t)$, $i_v(t)$ e $i_w(t)$ para operação em delta aberto.....	124
Figura 67 - Correntes $i_a(t)$, $i_b(t)$ e $i_c(t)$ para operação em delta aberto.....	124
Figura 68 - Resultados de simulação mediante degrau no modo de operação do conversor.	125
Figura 69 – Diagrama simplificado do protótipo implementado.	128
Figura 70 – Protótipo desenvolvido.	129

Figura 71 - Tensão de saída multinível $v(t)$ e corrente $i(t)$ para a estratégia PSPWM convencional considerando-se $P_1 = P_2 = P_3 = 383 \text{ W}$ e $V_{dc,1} = V_{dc,2} = V_{dc,3} = 100 \text{ V}$ e $m_a = 0,8$	130
Figura 72 – Tensão de saída dos módulos $v_1(t)$, $v_2(t)$ e $v_3(t)$ e corrente $i(t)$, para a estratégia PSPWM convencional considerando-se $P_1 = P_2 = P_3 = 383 \text{ W}$ e $V_{dc,1} = V_{dc,2} = V_{dc,3} = 100 \text{ V}$ e $m_a = 0,8$	131
Figura 73 – Tensão de saída multinível $v(t)$ e corrente $i(t)$ para a estratégia SVM proposta considerando-se $P_1 = P_2 = P_3 = 383 \text{ W}$ e $V_{dc,1} = V_{dc,2} = V_{dc,3} = 100 \text{ V}$ e $m_a = 0,8$	131
Figura 74 - Tensão de saída dos módulos $v_1(t)$, $v_2(t)$ e $v_3(t)$ e corrente $i(t)$, para a estratégia SVM proposta considerando-se $P_1 = P_2 = P_3 = 383 \text{ W}$ e $V_{dc,1} = V_{dc,2} = V_{dc,3} = 100 \text{ V}$ e $m_a = 0,8$	132
Figura 75 – Espectro harmônico da tensão de saída considerando $P_1 = P_2 = P_3 = 383 \text{ W}$ e $V_{dc,1} = V_{dc,2} = V_{dc,3} = 100 \text{ V}$. (a) Estratégia PSPWM convencional. (b) Estratégia SVM proposta.	133
Figura 76 - Tensão de saída multinível $v(t)$ e corrente $i(t)$ para a estratégia PSPWM convencional considerando-se $P_1 = 500\text{W}$, $P_2 = 250 \text{ W}$ e $P_3 = 383 \text{ W}$, $V_{dc,1} = V_{dc,2} = V_{dc,3} = 100 \text{ V}$ e $m_a = 0,8$	133
Figura 77 - Tensão de saída dos módulos $v_1(t)$, $v_2(t)$ e $v_3(t)$ e corrente $i(t)$, para a estratégia PSPWM convencional considerando-se $P_1 = 500 \text{ W}$, $P_2 = 250 \text{ W}$ e $P_3 = 400 \text{ W}$, $V_{dc,1} = V_{dc,2} = V_{dc,3} = 100 \text{ V}$ e $m_a = 0,8$	134
Figura 78 - Tensão de saída multinível $v(t)$ e corrente $i(t)$ para a estratégia SVM proposta considerando-se $P_1 = 500\text{W}$, $P_2 = 250 \text{ W}$ e $P_3 = 383 \text{ W}$, $V_{dc,1} = V_{dc,2} = V_{dc,3} = 100 \text{ V}$ e $m_a = 0,8$	135
Figura 79 - Tensão de saída dos módulos $v_1(t)$, $v_2(t)$ e $v_3(t)$ e corrente $i(t)$, para a estratégia SVM proposta considerando-se $P_1 = 500 \text{ W}$, $P_2 = 250 \text{ W}$ e $P_3 = 400 \text{ W}$, $V_{dc,1} = V_{dc,2} = V_{dc,3} = 100 \text{ V}$ e $m_a = 0,8$	135
Figura 80 – Comportamento das variáveis de controle $\delta_1(t)$ e $\delta_2(t)$ mediante degrau nas potências de referência dos módulos M_1 e M_2	136
Figura 81 - Espectro harmônico da tensão de saída considerando $P_1 = 500 \text{ W}$, $P_2 = 250 \text{ W}$ e $P_3 = 400 \text{ W}$ e $V_{dc,1} = V_{dc,2} = V_{dc,3} = 100 \text{ V}$. (a) Estratégia PSPWM convencional. (b) Estratégia SVM proposta.	137
Figura 82 - Tensão de saída multinível $v(t)$ e corrente $i(t)$ para a estratégia SVM proposta considerando-se $P_1 = 500\text{W}$, $P_2 = 250 \text{ W}$ e $P_3 = 383 \text{ W}$, $V_{dc,1} = 120 \text{ V}$, $V_{dc,2} = 80 \text{ V}$ e $V_{dc,3} = 100 \text{ V}$ e $m_a = 0,8$	138
Figura 83 - Tensão de saída dos módulos $v_1(t)$, $v_2(t)$ e $v_3(t)$ e corrente $i(t)$, para a estratégia SVM proposta considerando-se $P_1 = 500 \text{ W}$, $P_2 = 250 \text{ W}$ e $P_3 = 400 \text{ W}$, $V_{dc,1} = V_{dc,2} = V_{dc,3} = 100 \text{ V}$ e $m_a = 0,8$	138
Figura 84 - Espectro harmônico da tensão de saída considerando $P_1 = 500 \text{ W}$, $P_2 = 250 \text{ W}$ e $P_3 = 400 \text{ W}$ e $V_{dc,1} = 120 \text{ V}$, $V_{dc,2} = 80 \text{ V}$ e $V_{dc,3} = 100 \text{ V}$ para a estratégia SVM proposta.	139
Figura 85 – Diagrama simplificado do protótipo implementado.	140
Figura 86 – Tensão de saída da fase u e correntes de saída do conversor para $\rho_u = \rho_v = 1/3$	141
Figura 87 – Tensão de saída da fase u e correntes nas resistências para $\rho_u = \rho_v = 1/3$	141
Figura 88 – Tensão de saída da fase u e correntes de saída do conversor, para $\rho_u = 0,64$ e $\rho_v = 0,24$	142

Figura 89 – Tensão de saída da fase u e correntes nas resistências para $\rho_u = 0,64$ e $\rho_v = 0,24$	143
Figura 90 – Tensão da fase u e correntes de saída do conversor, para operação em delta aberto.	143
Figura 91 – Tensão da fase u e correntes nas resistências para operação em delta aberto.....	144
Figura 92 – Transição entre os modos de operação do conversor.....	144

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Anúncios de grandes empresas montadoras para a eletrificação do setor.	32
Tabela 2 – Lista de baterias disponíveis no mercado e suas correspondentes capacidades.	33
Tabela 3 – Projetos com baterias de segunda vida.	40
Tabela 4 – Parâmetros dos módulos de baterias.	42
Tabela 5 – Modos de operação do conversor modular boost-multinível buck.	47
Tabela 6 – Impacto dos vetores positivos sobre as tensões dos capacitores flutuantes, considerando $i_{out}(t) > 0$, $V_{cu} = V_{dc}/2$ e $V_{cv} = V_{dc}/4$	63
Tabela 7 – Estratégias de injeção de tensão de sequência zero.	68
Tabela 8 – Comparação entre as conexões delta e estrela.	71
Tabela 9 - Estados de condução para o módulo M_1	78
Tabela 10 – Impacto dos vetores positivos sobre a potência instantânea dos módulos do conversor da Figura 25, considerando-se $i(t) \geq 0$	79
Tabela 11 – Impacto dos vetores positivos sobre a potência instantânea dos módulos do conversor da Figura 29, considerando-se $i(t) \geq 0$	84
Tabela 12 – Parâmetros de simulação.	95
Tabela 13 - Parâmetros de simulação para a estratégia de balanceamento intermodular.	109
Tabela 14 – Comparação entre as estratégias de modulação.	119
Tabela 15 – Parâmetros de simulação para a estratégia de balanceamento interfásorial.	121
Tabela 16 – Parâmetros do protótipo implementado.	127
Tabela 17 – Comparação do desempenho harmônico entre as estratégias de modulação PSPWM e SVM.	137
Tabela 18 – Parâmetros do protótipo implementado.	139

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

Abreviatura/Sigla	Significado
APOD	<i>Alternate Phase Opposition Disposition</i>
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CHBMC	<i>Cascaded H-bridge Multilevel Converter</i>
EDLC	<i>Electric Double Layer Capacitor</i>
ELSA	<i>Energy Local Storage Advanced System</i>
FPGA	<i>Field Programmable Gate Array</i>
HMSCZS	<i>Hybrid Modulation Strategy Containing Zero State</i>
HVDC	<i>High Voltage Direct Current</i>
IEA	<i>International Energy Society</i>
Li-íon	Íon de Lítio
LSPWM	<i>Level Shifted Pulse Width Modulation</i>
MMC	<i>Modular Multilevel Converter</i>
PD	<i>Phase Disposition</i>
POD	<i>Phase Opposition Disposition</i>
PSPWM	<i>Phase Shift Pulse Width Modulation</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
SAE	<i>Society of Automotive Engineers</i>
SM	Submódulo
SOC	<i>State-of-Charge</i>
SVM	<i>Space-Vector Modulation</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
VAPSPWM	<i>Variable Angle Phase Shift Modulation</i>
wTHD	<i>Weighted Total Harmonic Distortion</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

Abreviatura/Sigla	Significado	Unidade
C	Capacitância	F
C_0	Controlador para a corrente de sequência zero	-
C_d	Controlador de corrente para o eixo de coordenadas síncronas d	-
C_q	Controlador de corrente para o eixo de coordenadas síncronas q	-
C_p	Função de transferência do controlador da potência de cada módulo	-
C_i	Função de transferência do controlador da corrente de saída do conversor	-
D_j	Tensão de referência normalizada	-
$d_{u1}, d_{u2}, \dots, d_{um}$	Função do estado de comutação dos interruptores do braço u	-
$d_{v1}, d_{v2}, \dots, d_{vn}$	Função do estado de comutação dos interruptores do braço v	-
$d_{w1}, d_{w2}, \dots, d_{wn}$	Função do estado de comutação dos interruptores do braço w	-
G_{iv}	Função de transferência que relaciona corrente de saída do conversor com a tensão de referência	-
G_{pb}	Função de transferência que relaciona a corrente do conversor com a tensão de referência	-
H	Região de operação para a HMSCZS	-
h_{ij}	Coefficientes harmônicos	-
i	Corrente de saída do conversor	A
I_0^{rms}	Valor eficaz da corrente de sequência zero	A
$I_{0,k}^{rms}$	Corrente de sequência zero limite	A
$I_{0,lim}^{rms}$	Corrente de sequência zero limite	A
i_0^*	Corrente de sequência zero de referência	A
i_a	Corrente da fase a	A
I_a^n	Amplitude da corrente da fase a	A

I_a	Fasor da corrente da fase a	A
i_b	Corrente da fase b	A
I_b^m	Amplitude da corrente da fase b	A
I_b	Fasor da corrente da fase b	A
i_c	Corrente da fase c	A
I_c^m	Amplitude da corrente da fase c	A
I_c	Fasor da corrente da fase c	A
i_d	Corrente no eixo de coordenadas síncronas d	A
i_d^*	Corrente de referência no eixo de coordenadas síncronas d	A
i_d^*	Corrente de referência no eixo de coordenadas síncronas d para operação em open delta	A
$i_{dc,1}, i_{dc,2}, \dots, i_{dc,n}$	Corrente no barramento	A
I_m^{rms}	Valor máxima da corrente entre as três fases	A
i_{od}^{rms}	Valor eficaz de corrente para a operação em delta aberto	A
i_{out}	Corrente de saída da topologia modular <i>buck boost</i>	
$i_{out,1}, i_{out,2}, \dots, i_{out,n}$	Corrente de saída de cada módulo da topologia modular <i>buck boost</i>	A
i_q	Corrente no eixo de coordenadas síncronas q	A
i_u	Corrente na fase u	A
I_u^m	Amplitude da corrente na fase u	A
I_u^{rms}	Valor eficaz da corrente na fase u	A
I_u	Fasor da corrente da fase u	A
$I_{p,u}^{rms}$	Valor eficaz da corrente de sequência positiva na fase u	A
$I_{p,u}$	Fasor da corrente de sequência positiva da fase u	A
i_v	Corrente na fase v	A
I_v^m	Amplitude da corrente na fase v	A
I_v^{rms}	Valor eficaz da corrente na fase v	A
I_v	Fasor da corrente da fase v	A
$I_{p,v}^{rms}$	Valor eficaz da corrente de sequência positiva na fase v	A
$I_{p,v}$	Fasor da corrente de sequência positiva da fase v	A
i_w	Corrente na fase w	A
I_w^m	Amplitude da corrente na fase w	A

I_w^{rms}	Valor eficaz da corrente na fase w	A
I_w	Fasor da corrente da fase w	A
$I_{p,w}^{rms}$	Valor eficaz da corrente de sequência positiva na fase w	A
$I_{p,w}$	Fasor da corrente de sequência positiva da fase w	A
i^*	Corrente de referência do conversor	A
j	Módulo do conversor	-
k	Braço do conversor	-
L	Indutância	H
L_b	Indutância de braço	H
L_f	Indutância de filtro	H
m	Número de níveis	-
M_1, M_2, \dots, M_n	Módulos	-
m_a	Índice de modulação de amplitude	-
n	Número de módulos	-
P	Potência total do conversor	W
P_1, P_2, \dots, P_n	Potência dos módulos	W
p_1, p_2, \dots, p_n	Potência instantânea dos módulos	W
P_u^*	Potência de referência da fase u	W
P_v^*	Potência de referência da fase v	W
P_w^*	Potência de referência da fase w	W
Q_d	Quantidade de energia disponível na bateria	Ah
Q_{max}	Capacidade máxima da bateria	Ah
$Q_{max,1}, Q_{max,2}, \dots,$ $Q_{max,n}$	Capacidade máxima da bateria	Ah
$Q_{max,u1}, Q_{max,u2}, \dots,$ $Q_{max,un}$	Capacidade máxima das baterias da fase u	Ah
$Q_{max,v1}, Q_{max,v2}, \dots,$ $Q_{max,vn}$	Capacidade máxima das baterias da fase v	Ah
$Q_{max,w1}, Q_{max,w2}, \dots,$ $Q_{max,wn}$	Capacidade máxima das baterias da fase w	Ah
Q_n	Capacidade nominal da bateria	Ah
Q_d	Quantidade de energia disponível na bateria	Ah
R	Resistência	Ω

R_Y	Resistência estrela	Ω
R_Δ	Resistência delta	Ω
S_1, S_2, \dots, S_{2n}	Interruptores	-
$S_{11}, S_{22}, \dots, S_{nn}$	Pares complementares da topologia modular <i>buck boost</i>	-
$S_{u1}, S_{u2}, \dots, S_{un}$	Interruptores do braço u	-
$\bar{S}_{u1}, \bar{S}_{u2}, \dots, \bar{S}_{un}$	Pares complementares dos interruptores do braço u	-
$S_{v1}, S_{v2}, \dots, S_{vn}$	Interruptores do braço v	-
$\bar{S}_{v1}, \bar{S}_{v2}, \dots, \bar{S}_{vn}$	Pares complementares dos interruptores do braço v	-
$S_{w1}, S_{w2}, \dots, S_{wn}$	Interruptores do braço w	-
$\bar{S}_{w1}, \bar{S}_{w2}, \dots, \bar{S}_{wn}$	Pares complementares dos interruptores do braço w	-
$SM_{u1}, SM_{u2}, \dots, SM_{un}$	Submódulos do braço u	-
$SM_{v1}, SM_{v2}, \dots, SM_{vn}$	Submódulos do braço v	-
$SM_{w1}, SM_{w2}, \dots, SM_{wn}$	Submódulos do braço w	-
SOC_e	Capacidade efetiva da bateria	%
$SOC_{e,1}, SOC_{e,2}, \dots,$ $SOC_{e,n}$	Capacidade efetiva das baterias	-
$SOC_{e,u1}, SOC_{e,u2}, \dots,$ $SOC_{e,un}$	Capacidade efetiva das baterias da fase u	-
$SOC_{e,v1}, SOC_{e,v2}, \dots,$ $SOC_{e,vn}$	Capacidade efetiva das baterias da fase v	-
$SOC_{e,w1}, SOC_{e,w2}, \dots,$ $SOC_{e,wn}$	Capacidade efetiva das baterias da fase w	-
t	Tempo	s
T	Período	s
T_0	Instante inicial de tempo	s
T_1, T_2, \dots, T_n	Interruptores	-
$t_1^+, t_2^+, \dots, t_n^+$	Tempo de aplicação dos vetores positivos	s
$t_{1,1}^+, t_{1,2}^+, \dots, t_{1,n}^+$	Tempo de aplicação dos estados de V_1^+	s
$t_{2,1}^+, t_{2,2}^+, \dots, t_{2,n}^+$	Tempo de aplicação dos estados de V_2^+	s
$t_{n,1}^+, t_{n,2}^+, \dots, t_{n,n}^+$	Tempo de aplicação dos estados de V_n^+	s
$\bar{t}_1, \bar{t}_2, \dots, \bar{t}_n$	Tempo de aplicação dos vetores negativos	s
$\bar{t}_{1,1}, \bar{t}_{1,2}, \dots, \bar{t}_{1,n}$	Tempo de aplicação dos estados de V_1^+	s
$\bar{t}_{2,1}, \bar{t}_{2,2}, \dots, \bar{t}_{2,n}$	Tempo de aplicação dos estados de V_2^+	s

$t_{n,1}, t_{n,2}, \dots, t_{n,n}$	Tempo de aplicação dos estados de V_n^+	s
$T_{11}, T_{22}, \dots, T_{nn}$	Pares complementares da topologia modular <i>buck boost</i>	-
T_s	Período de comutação	s
t_x	Tempo de aplicação de V_x	s
t_y	Tempo de aplicação de V_y	s
t_z	Tempo de aplicação de V_z	s
v_0^*	Tensão de referência de sequência zero	V
V_0	Vetor zero	V
V_0	Fasor da tensão de sequência zero	V
V_0^m	Amplitude da tensão de sequência zero	V
v_1, v_2, \dots, v_n	Tensão de saída dos módulos	V
$V_1^+, V_2^+, \dots, V_n^+$	Vetores positivos	V
$V_{1,1}^+, V_{1,2}^+, \dots, V_{1,n}^+$	Estados redundantes do vetor V_1^+	V
$V_{2,1}^+, V_{2,2}^+, \dots, V_{2,n}^+$	Estados redundantes do vetor V_2^+	V
$V_{n,1}^+, V_{n,2}^+, \dots, V_{n,n}^+$	Estados redundantes do vetor V_n^+	V
V_1, V_2, \dots, V_n	Vetores negativos	V
$V_{1,1}, V_{1,2}, \dots, V_{1,n}$	Estados redundantes do vetor V_1	V
$V_{2,1}, V_{2,2}, \dots, V_{2,n}$	Estados redundantes do vetor V_2	V
$V_{n,1}, V_{n,2}, \dots, V_{n,n}$	Estados redundantes do vetor V_n	V
v	Tensão de saída do conversor	V
v_a	Tensão da rede elétrica da fase a	V
v_{ab}	Tensão de linha da rede elétrica entre as fases a e b	V
V_a^m	Amplitude da tensão da fase a	V
V_a^{rms}	Valor eficaz da tensão da fase a	V
V_a	Fasor da tensão da fase a	V
V_{ab}	Fasor da tensão de linha v_{ab}	V
V_a^m	Amplitude da tensão de linha v_{ab}	
v_b	Tensão da rede elétrica da fase b	V
V_b^m	Amplitude da tensão da fase b	V
V_b	Fasor da tensão da fase b	V
v_c	Tensão da rede elétrica da fase c	V
V_c^m	Amplitude da tensão da fase c	V

V_c	Fasor da tensão da fase c	V
v_d^*	Tensão de referência para o eixo de coordenadas síncronas d	V
$v_{d,od}^*$	Tensão de referência para o eixo de coordenadas síncronas d para operação delta aberto	V
V_{dc}	Tensão do barramento	V
$V_{dc,1}, V_{dc,2}, \dots, V_{dc,n}$	Tensão do barramento dos módulos	V
$V_{dc,1}^*, V_{dc,2}^*, \dots, V_{dc,n}^*$	Referência de tensão do barramento dos módulos	V
$V_{dc,u1}, V_{dc,u2}, \dots, V_{dc,un}$	Tensão do barramento do braço u	V
$V_{dc,v1}, V_{dc,v2}, \dots, V_{dc,vn}$	Tensão do barramento do braço v	V
$V_{dc,w1}, V_{dc,w2}, \dots, V_{dc,wn}$	Tensão do barramento do braço w	V
v^{hi}	Conteúdo harmônico de ordem i	V
v_{kj}	Tensão de saída do módulo j da fase k	V
V_{out}	Tensão de saída da topologia modular <i>buck boost</i>	V
$V_{out,1}, V_{out,2}, \dots, V_{out,n}$	Tensão de saída dos módulos da topologia modular <i>buck boost</i>	V
$V_{p,u}$	Fasor da tensão de sequência positiva da fase u	V
$V_{p,u}^m$	Amplitude da tensão de sequência positiva da fase u	V
$V_{p,v}$	Fasor da tensão de sequência positiva da fase v	V
$V_{p,v}^m$	Amplitude da tensão de sequência positiva da fase v	V
$V_{p,w}$	Fasor da tensão de sequência positiva da fase w	V
$V_{p,w}^m$	Amplitude da tensão de sequência positiva da fase w	V
v_q^*	Tensão de referência para o eixo de coordenadas síncronas q	V
v_u	Tensão de saída da fase u	V
v_u^*	Tensão de referência para a fase u	V
V_u^m	Amplitude da tensão da fase u	V
V_u	Fasor da tensão da fase u	V
$v_{u1}, v_{u2}, \dots, v_{un}$	Tensão de saída para cada módulo da fase u	V
v_v	Tensão de saída da fase v	V
v_v^*	Tensão de referência para a fase v	V
V_v^m	Amplitude da tensão da fase v	V
V_v	Fasor da tensão da fase v	V

$v_{v1}, v_{v2}, \dots, v_{vn}$	Tensão de saída para cada módulo da fase v	V
v_w	Tensão de saída da fase w	V
v_w^*	Tensão de referência para a fase w	V
V_w^m	Amplitude da tensão da fase w	V
V_w	Fasor da tensão da fase w	V
$v_{w1}, v_{w2}, \dots, v_{wn}$	Tensão de saída para cada módulo da fase w	V
v^*	Tensão de referência	V
v_{Δ}	Tensão sobre a resistência R_{Δ}	V
$\delta_1, \delta_2, \dots, \delta_n$	Variáveis de controle	-
$\phi_1, \phi_2, \dots, \phi_n$	Defasagem da triangular de cada módulo	rad
φ	Defasagem da corrente	rad
φ_0	Defasagem da corrente de sequência zero	rad
φ_a	Defasagem da corrente da fase a	rad
φ_b	Defasagem da corrente da fase b	rad
φ_c	Defasagem da corrente da fase c	rad
$\varphi_{p,u}$	Defasagem da corrente de sequência positiva da fase u	rad
$\varphi_{p,v}$	Defasagem da corrente de sequência positiva da fase v	rad
$\varphi_{p,w}$	Defasagem da corrente de sequência positiva da fase w	rad
φ_u	Defasagem da corrente da fase u	rad
φ_v	Defasagem da corrente da fase v	rad
φ_w	Defasagem da corrente da fase w	rad
$\Delta V_{dc,j}$	Erro de tensão	V
ΔP_u	Potência produzida pela componente de sequência zero na fase u	W
ΔP_v	Potência produzida pela componente de sequência zero na fase v	W
ΔP_w	Potência produzida pela componente de sequência zero na fase w	W
$\lambda_{1,1}^+, \lambda_{1,2}^+, \dots, \lambda_{1,n}^+$	Variável auxiliar para o cálculo de t_1^+	-
$\lambda_{2,1}^+, \lambda_{2,2}^+, \dots, \lambda_{2,n}^+$	Variável auxiliar para o cálculo de t_2^+	-
$\lambda_{n,1}^+, \lambda_{n,2}^+, \dots, \lambda_{n,n}^+$	Variável auxiliar para o cálculo de t_n^+	-
$\lambda_{1,1}^-, \lambda_{1,2}^-, \dots, \lambda_{1,n}^-$	Variável auxiliar para o cálculo de t_1^-	-
$\lambda_{2,1}^-, \lambda_{2,2}^-, \dots, \lambda_{2,n}^-$	Variável auxiliar para o cálculo de t_2^-	-

$\lambda_{n,1}^-, \lambda_{n,2}^-, \dots, \lambda_{n,n}^-$	Variável auxiliar para o cálculo de t_n	-
ζ	Número de módulos com potência de saída não nula	-
θ	Defasagem da tensão de referência	rad
θ_0	Defasagem da tensão de sequência zero	rad
$\theta_{p,u}$	Defasagem da tensão de sequência positiva da fase u	rad
$\theta_{p,v}$	Defasagem da tensão de sequência positiva da fase v	rad
$\theta_{p,w}$	Defasagem da tensão de sequência positiva da fase w	rad
θ_u	Defasagem da tensão da fase u	rad
θ_v	Defasagem da tensão da fase v	rad
θ_w	Defasagem da tensão da fase w	rad
ρ_u	Indicador de desbalanceamento da fase u	-
$\rho_{u,1}, \rho_{u,2}, \dots, \rho_{u,n}$	Indicador de desbalanceamento dos módulos da fase u	-
ρ_v	Indicador de desbalanceamento da fase v	-
$\rho_{v,1}, \rho_{v,2}, \dots, \rho_{v,n}$	Indicador de desbalanceamento dos módulos da fase v	-
ρ_w	Indicador de desbalanceamento da fase w	-
$\rho_{w,1}, \rho_{w,2}, \dots, \rho_{w,n}$	Indicador de desbalanceamento dos módulos da fase w	-
ω	Frequência angular	rad/s

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	31
1.1	CONTEXTUALIZAÇÃO	31
1.2	MOTIVAÇÃO E JUSTIFICATIVA	32
1.3	OBJETIVOS	34
1.4	ORGANIZAÇÃO DA TESE	35
2	SISTEMAS DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA EM BATERIAS DE SEGUNDA VIDA	37
2.1	PROJETOS DE REUTILIZAÇÃO DE BATERIAS	38
2.2	CONFIGURAÇÕES DE CONVERSORES EM APLICAÇÕES COM BATERIAS DE SEGUNDA VIDA.....	40
2.2.1	Associação de conversores CC/CC com barramento controlável	41
2.2.2	Conversor multinível com módulos em ponte completa conectados em cascata.....	43
2.2.3	Conversor multinível modular.....	45
2.2.4	Conversor modular <i>boost</i> -multinível <i>buck</i>	46
2.3	ESTRATÉGIAS DE BALANCEAMENTO DE POTÊNCIA.....	48
2.3.1	Balanceamento de potência intermodular	50
2.3.2	Balanceamento de potência interfásorial.....	63
2.4	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	72
3	APLICAÇÃO DO CONVERSOR MULTINÍVEL COM MÓDULOS EM PONTE COMPLETA CONECTADOS EM CASCATA EM SISTEMAS DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA DE SEGUNDA VIDA.....	73
3.1	ESTRATÉGIA DE BALANCEAMENTO DE POTÊNCIA INTERMODULAR.....	73
3.2.1	Configuração de dois módulos.....	77
3.2.2	Configuração de três módulos.....	81
3.2.3	Análise generalizada	89
3.2	ESTRATÉGIA DE BALANCEAMENTO DE POTÊNCIA INTERFASORIAL.....	91
3.3	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	99
4	PROJETO DO SISTEMA DE CONTROLE DO CONVERSOR.....	101
4.1	CONTROLE DO FLUXO DE POTÊNCIA INTERMODULAR.....	101
4.2	CONTROLE DA CORRENTE DE SAÍDA	102
4.3	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	107
4.3.1	Estratégia de balanceamento intermodular.....	108
4.3.2	Estratégia de balanceamento interfásorial.....	120
4.4	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	123

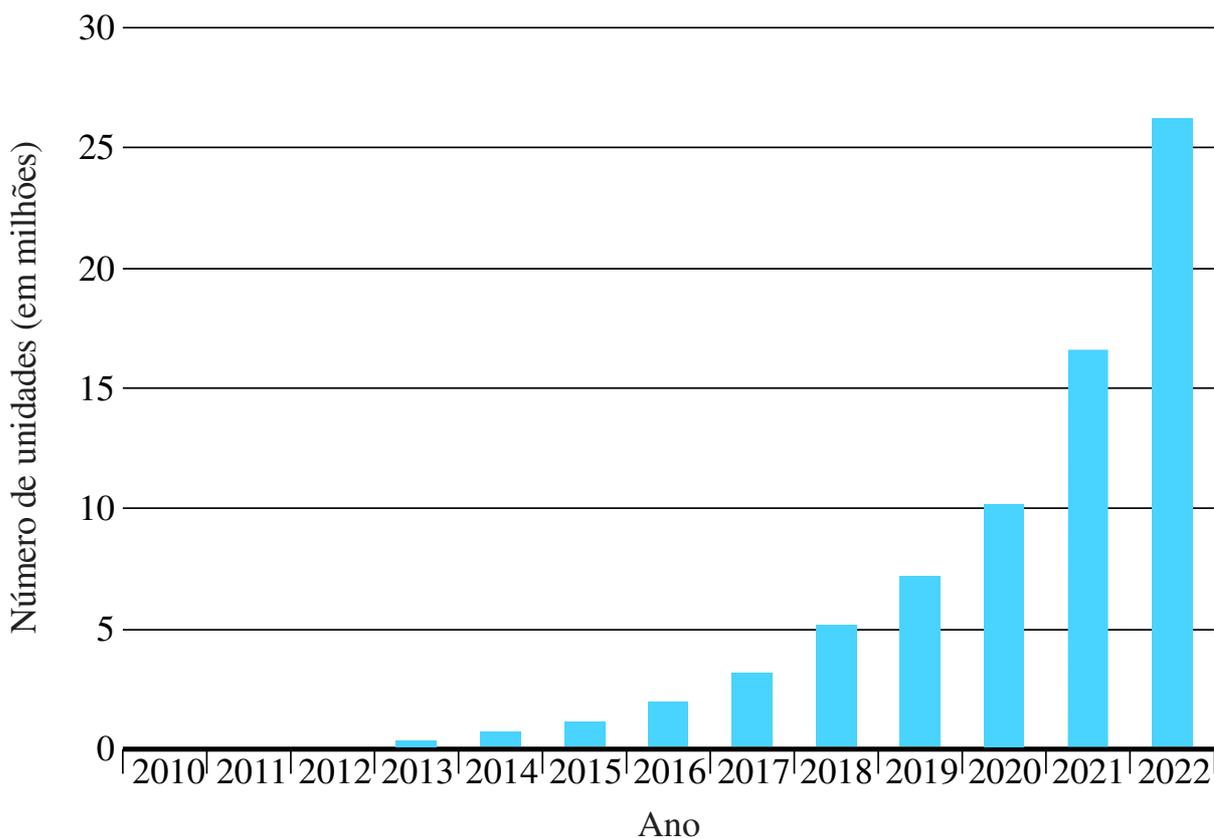
5	RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	127
5.1	ESTRATÉGIA DE BALANCEAMENTO INTERMODULAR	127
5.1.1	Resultados.....	129
5.2	ESTRATÉGIA DE BALANCEAMENTO INTERFASORIAL	139
5.2.1	Resultados.....	140
5.3	CONSIDERAÇÕES FINAIS	145
6	CONCLUSÃO.....	147
6.1	PROPOSTAS DE CONTINUIDADE.....	148
6.2	PUBLICAÇÕES.....	148
	REFERÊNCIAS.....	151

1 INTRODUÇÃO

1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO

Os últimos anos apresentaram um aumento significativo do número de veículos elétricos em circulação. Políticas públicas direcionadas à redução da emissão de gases poluentes incentivam fortemente a venda desses veículos, principalmente na China e em países da Europa (IEA, 2023a). Em 2020, menos de 5% dos carros vendidos eram elétricos, mas esse valor aumentou para 9% em 2021 e 14% em 2022 (IEA, 2023b). Essa progressão é ilustrada na Figura 1, que apresenta o número total de carros elétricos no mundo, em milhões, a partir de 2010.

Figura 1 – Número total de carros elétricos no mundo por ano.



Fonte: Adaptado de (IEA, 2023c).

Nesse sentido, as montadoras de carros estão expandindo seus setores de eletrificação com o objetivo de cumprir os regulamentos para a redução da emissão de gases poluentes e

manter uma posição competitiva no mercado. Em 2021, grandes empresas montadoras anunciaram projetos com o objetivo de alcançar um futuro totalmente elétrico, de acordo com a Tabela 1 (IEA, 2022). Nos próximos anos, prevê-se o desenvolvimento de modelos e preços mais competitivos de carros elétricos.

Tabela 1 – Anúncios de grandes empresas montadoras para a eletrificação do setor.

Montadora	Ano	Ambição
Toyota	2021	3,5 milhões de vendas anuais de carros elétricos até 2030 e o lançamento de 30 modelos de veículos elétricos a bateria.
Volkswagen	2021	Veículos totalmente elétricos excederão 70% das vendas na Europa e 50% das vendas na China e nos EUA. Até 2040 praticamente toda a frota será composta por veículos de emissão zero.
Ford	2022	Um terço das vendas serão totalmente elétricas até 2026, com projeção de 50% das vendas até 2030. Na Europa, 100% das vendas serão elétricas até esse ano.
BMW	2021	50% dos veículos vendidos serão totalmente elétricos até 2030.
Volvo	2021	Tornar-se uma empresa 100% focada em carros elétricos até 2030.
Geely	2021	20% das vendas serão de carros elétricos até 2025.
Mercedes	2021	Todos os veículos recém-lançados serão totalmente elétricos a partir de 2025.
General Motors	2022	Desenvolvimento de 30 modelos de carros elétricos. Capacidade de produção de 1 milhão de unidades de veículos elétricos a bateria na América do Norte até 2025, além da supressão da emissão de carbono até 2040.

Fonte: (IEA, 2022).

1.2 MOTIVAÇÃO E JUSTIFICATIVA

Nesse cenário, é possível notar que existe uma forte tendência do aumento do número de veículos elétricos em circulação nos próximos anos. Como consequência, a produção de baterias para suprir a demanda de energia desses veículos também sofrerá uma grande expansão. Atualmente, os principais desafios que envolvem o desenvolvimento de novas baterias concentram-se no aumento da densidade de energia e do número de ciclos de vida com o menor custo possível (CHEMALLI et al., 2016). Por encaixarem-se nesse perfil, as baterias de íon de lítio (Li-íon) estão sendo largamente produzidas atualmente (HOSSAIN et al., 2019), possibilitando que os veículos trafeguem por grandes distâncias sem a necessidade de carregamento das baterias, de acordo com a Tabela 2 (BATTERY UNIVERSITY, 2019).

No entanto, as baterias de veículos elétricos apresentam uma vida útil limitada. De acordo com o Manual de Procedimentos de Testes de Baterias de Veículos Elétricos, o fim da

Tabela 2 – Lista de baterias disponíveis no mercado e suas correspondentes capacidades.

Veículo	Capacidade	Distância	Wh/km	Custo da energia/km
BMW i3	22 kWh	135 km	165	\$ 0,033
GM Spark	21 kWh	120 km	175	\$ 0,035
Fiat 500e	24 kWh	135 km	180	\$ 0,036
Honda Fit	20 kWh	112 km	180	\$ 0,036
Nissan Leaf	30 kWh	160 km	190	\$ 0,038
Mitsubishi MiEV	16 kWh	85 km	190	\$ 0,038
Ford Focus	23 kWh	110 km	200	\$ 0,04
Smart ED	16.5 kWh	90 km	200	\$ 0,04
Mercedes B	28 kWh	136 km	205	\$ 0,04
Tesla S 60	60 kWh	275 km	220	\$ 0,044
Tesla S 85	90 kWh	360 km	240	\$ 0,048
Chevy Bolt	60 kWh	383 km	255	\$ 0,031

Fonte: (BATTERY UNIVERSITY, 2019).

vida de uma bateria é definido quando a capacidade total da bateria diminui 20% em relação à sua capacidade nominal (US ABC, 1996). Estimativas indicam que, no ano de 2030, entre 100 GWh e 120 GWh de baterias de carros elétricos terão atingido o final de suas vidas úteis (IEA, 2020). Como consequência, o descarte indevido dessas baterias pode causar graves impactos ambientais no futuro.

Assim sendo, o reaproveitamento das baterias que excederam suas vidas úteis nos veículos elétricos é um tema que está ganhando cada vez mais importância (RAMONI e ZHANG, 2013). De forma geral, apesar da perda de capacidade, essas baterias ainda são completamente funcionais e podem ser utilizadas em outras aplicações, que atribuem uma “segunda vida” para esses componentes (LI et al., 2018). Empresas produtoras de veículos como Daimler e Nissan, já divulgaram projetos com baterias de segunda vida em aplicações de suporte à rede elétrica (DAIMLER, 2016; NISSAN, 2010). Além disso, a Sociedade de Engenheiros Automotivos (SAE – *Society of Automotive Engineers*) está desenvolvendo um conjunto de normas técnicas para determinação do estado de saúde, meios de transporte e condições de segurança para reutilização de baterias (SAE, 2017).

Nesse contexto, a Eletrônica de Potência desempenha um papel fundamental para a reutilização das baterias. Essa área da engenharia dedica-se ao desenvolvimento de conversores estáticos para a conversão e controle do fluxo de energia elétrica entre dois ou

mais sistemas (ERICKSON, 2004). Visto que parâmetros como estado de saúde e capacidade remanescente podem ser diferentes entre baterias de segunda vida, os conversores estáticos de potência são diretamente responsáveis pela operação, controle e distribuição de potência entre esses elementos armazenadores, garantindo ainda que as normas de conexão sejam cumpridas, em caso de ligação das baterias com a rede elétrica de distribuição.

No entanto, ainda existem muitos obstáculos que devem ser considerados e observados para que o emprego de baterias de segunda vida torne-se viável em sistemas de armazenamento de energia. Esses elementos armazenadores apresentam baixa confiabilidade em razão da degradação sofrida durante os ciclos de carga e de descarga nos veículos elétricos. Adicionalmente, técnicas convencionais de modulação e de controle utilizadas em sistemas de armazenamento de energia são usualmente baseadas na distribuição equilibrada de potência entre as baterias. Esse processo diminui drasticamente a vida útil de sistemas de armazenamento de energia com baterias de segunda vida, visto que as baterias de menor capacidade são constantemente submetidas a carregamentos e descarregamentos excessivos.

Assim, esta Tese de Doutorado tem o objetivo de desenvolver uma estratégia de controle do fluxo de potência entre baterias de segunda vida. Inicialmente, as principais topologias empregadas em aplicações de armazenamento de energia são analisadas e comparadas. A partir dessa comparação, define-se o sistema desenvolvido neste trabalho, baseado em um conversor multinível com módulos em ponte completa conectados em cascata (CHBMC – *Cascaded H-bridge Multilevel Converter*), alimentados separadamente por baterias de segunda vida. A partir disso, uma estratégia de modulação vetorial espacial (SVM – *Space Vector Modulation*) é proposta para o balanceamento de potência de cada um dos módulos conectados em cascata. A seguir, uma metodologia de distribuição de potência também é definida para estruturas trifásicas conectadas em delta, explorando a possibilidade de operação do conversor em delta aberto. Por fim, são demonstrados os resultados experimentais que comprovam a eficácia das estratégias de distribuição de potência propostas.

1.3 OBJETIVOS

O objetivo geral desta Tese de Doutorado é desenvolver uma estratégia para o controle do fluxo de potência entre baterias de segunda vida, que são diretamente conectadas ao barramento CC (Corrente Contínua) de um CHBMC. Assim, os seguintes objetivos específicos e contribuições são citados:

- a) Desenvolvimento de uma análise comparativa detalhada acerca da capacidade de distribuição de potência para as estratégias de modulação convencionais;
- b) Proposta de uma metodologia genérica de controle do fluxo de potência em um CHBMC trifásico;
- c) Projeto e implementação de um sistema de controle para a regulação da potência entre as baterias;

1.4 ORGANIZAÇÃO DA TESE

Esta Tese de Doutorado está organizada em seis capítulos, incluindo a Introdução e as Considerações Finais. No Capítulo 2 são verificados exemplos de projetos que comprovam a capacidade da reutilização de baterias de veículos elétricos em aplicações estacionárias. Além disso, são apresentadas as principais configurações de conversores multiníveis utilizadas em sistemas de armazenamento de energia com baterias de segunda vida, bem como estratégias já desenvolvidas para o controle do fluxo de potência entre as baterias.

No Capítulo 3 é apresentado o conversor utilizado nesta Tese de Doutorado, baseado na conexão série de módulos em ponte completa. Uma estratégia generalizada de controle dos estados dos interruptores é desenvolvida para garantir que a demanda de potência de cada bateria de uma configuração trifásica seja atingida. Regiões de funcionamento do conversor também são definidas.

O projeto do sistema de controle para o balanceamento de potência das baterias é apresentado no Capítulo 4. Resultados de simulação também são mostrados, evidenciando a possibilidade da implementação de um protótipo experimental. Uma análise comparativa detalhada entre diferentes estratégias de modulação e a estratégia proposta nesta Tese de Doutorado é realizada.

Os resultados experimentais são detalhados no Capítulo 5. Ao final, no Capítulo 6, algumas considerações finais acerca desta Tese de Doutorado são apresentadas a fim de verificar suas principais contribuições e possibilidades para trabalhos futuros.

2 SISTEMAS DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA EM BATERIAS DE SEGUNDA VIDA

O setor de transporte é responsável por cerca de 25% da emissão global de gases poluentes que provocam o efeito estufa (CLEAN ENERGY MINISTERIAL, 2019). Dessa forma, diversos países como China, França e Japão estão adotando medidas de incentivo à adoção de veículos elétricos e à produção de energia de forma sustentável (CLEAN ENERGY MINISTERIAL, 2019), a fim de diminuir a emissão de gases tóxicos e a dependência em relação ao petróleo.

Baterias de Li-íon são as fontes primárias de energia de veículos elétricos (GAO et al., 2021). Essas baterias caracterizam-se por apresentarem alta densidade de energia e longo tempo de vida (LIU et al., 2021), permitindo que os veículos trafeguem por grandes distâncias sem necessidade de carregamento. De acordo com a Agência Internacional de Energia (IEA - *International Energy Agency*), a demanda por baterias de Li-íon subiu de 330 GWh, em 2021, para 550 GWh, em 2022, em função do aumento das vendas de carros elétricos (IEA, 2023c).

No entanto, baterias de veículos elétricos sofrem uma grande quantidade de ciclos de carga e de descarga ao longo do tempo. A repetição desse processo é inevitável e diminui a capacidade total de energia que a bateria pode armazenar. De forma geral, considera-se que o final da vida útil ocorre quando a bateria degrada-se até apresentar 80% de sua capacidade nominal (STRICKLAND et al., 2014).

Nos últimos anos, os materiais utilizados para a fabricação de baterias de Li-íon apresentaram um aumento considerável de custo, visto que houve um crescimento da demanda de veículos elétricos. Assim, uma economia baseada no uso e no descarte das baterias de veículos elétricos torna-se economicamente insustentável, produzindo ainda uma grande quantidade de lixo eletrônico. Para minimizar esse problema, as baterias de veículos elétricos que seriam descartadas por atingir o final de suas vidas úteis podem ser reaproveitadas em aplicações estacionárias de menor demanda. Essa reutilização das baterias é denominada segunda vida, e este termo é utilizado nesta Tese de Doutorado para referir-se às baterias que serão utilizadas após o término da primeira vida útil.

Contudo, as baterias de segunda vida podem apresentar diferentes parâmetros e estados de carga, e estratégias de distribuição de potência devem ser desenvolvidas para a integração dessas baterias. Assim, este capítulo inicialmente apresenta projetos de empresas para a reutilização de baterias. As principais topologias de conversores utilizadas em sistemas

de armazenamento de energia também são revisadas. Por fim, verificam-se técnicas de distribuição de potência que embasam a estratégia de balanceamento proposta neste trabalho.

2.1 PROJETOS DE REUTILIZAÇÃO DE BATERIAS

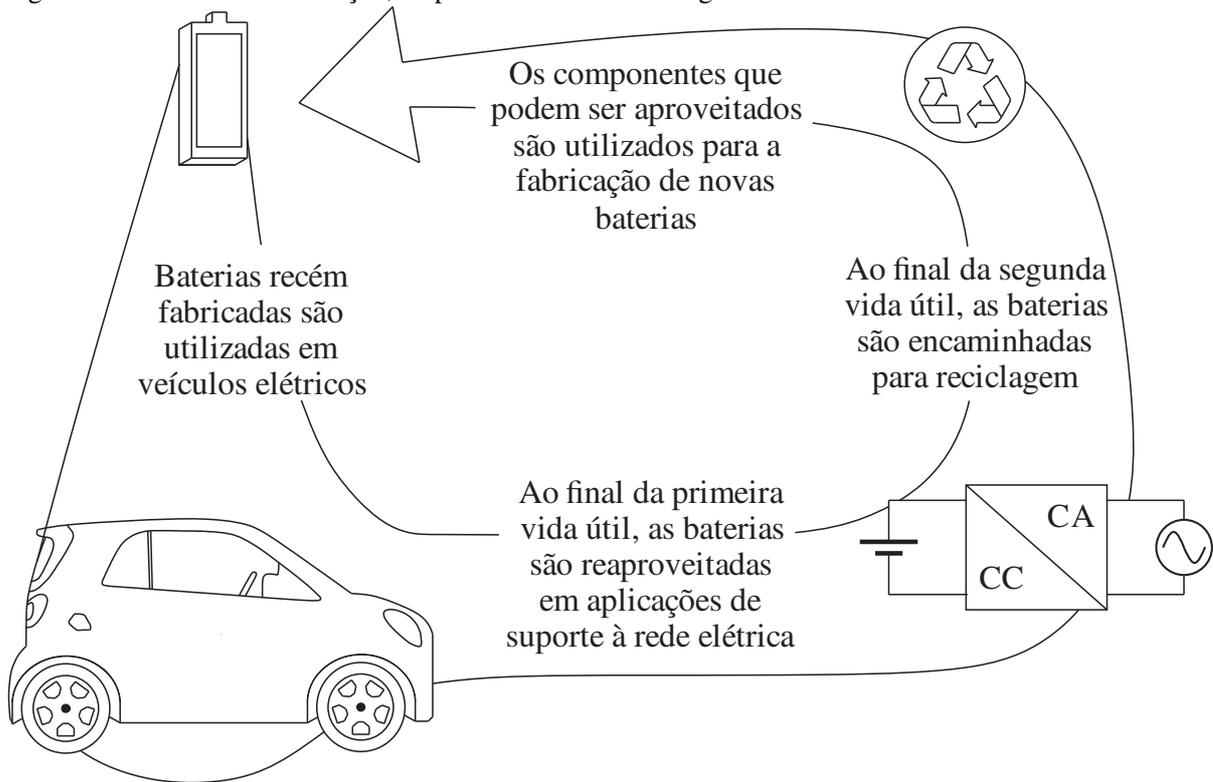
Baterias de segunda vida podem ser utilizadas em diversas aplicações. A reutilização desses componentes aumenta seus valores econômicos, sendo também considerado um passo importante rumo ao equilíbrio ecológico. Assim, esta seção apresenta uma breve revisão de projetos elaborados por empresas com o emprego de baterias de segunda vida.

Como exemplo, pode-se citar a Daimler, uma das principais fornecedoras globais de carros de luxo e uma das principais fabricantes de veículos comerciais, com sede em Stuttgart, na Alemanha (DAIMLER, 2020a). Em 2016, essa companhia iniciou um projeto de reciclagem de baterias de carros elétricos, em associação com as empresas GETEC, REMONDIS SE, The Mobility House e ACCUMOTIVE (DAIMLER, 2016). Ao todo, o sistema de armazenamento de energia localizado em Lünen, na Alemanha, conta com 1000 módulos de baterias de segunda vida agrupados.

O projeto de 13 MWh foi desenvolvido para compensar as intermitências de fontes renováveis de energia. Dessa forma, a Daimler trabalha com seus parceiros para a implementação de toda a rede de reutilização e reciclagem das baterias, como mostrado na Figura 2 (DAIMLER, 2016). O desenvolvimento dos módulos de baterias utilizados nos carros elétricos é realizado pela ACCUMOTIVE. Quando atingem o final de suas vidas úteis nos veículos da Daimler, essas baterias são direcionadas para as empresas The Mobility House e GETEC, que são responsáveis pela implementação de um sistema de armazenamento de energia estacionário através da reutilização das baterias. Ao atingirem o final de suas segundas vidas úteis, os componentes dessas baterias são reciclados pela REMONDIS SE para a fabricação de novas baterias.

Também pode-se citar a Renault, produtora de veículos com sede em Boulogne-Billancourt, na França. Desde 2012, a empresa comercializa veículos elétricos e a reutilização das baterias é um tema de destaque desde então. Nesse sentido, a Renault adota um sistema de gerenciamento de baterias sustentável (RENAULT, 2017), bastante semelhante ao apresentado na Figura 2. Os veículos elétricos da empresa Renault são equipados com um sistema de gerenciamento das baterias, com o objetivo de maximizar a vida útil desses componentes. Ao atingirem o final de suas vidas úteis, as baterias são reaproveitadas em aplicações de menor exigência. Desde 2015, a Renault participa do projeto ELSA (*Energy*

Figura 2 – Processo de fabricação, reaproveitamento e reciclagem das baterias.



Fonte: Adaptado de (DAIMLER, 2016).

Local Storage Advanced System), cujo objetivo consiste no desenvolvimento de sistemas de armazenamento de energia de baixo custo, através do emprego de baterias de segunda vida (ELSA, 2020).

De forma semelhante, a Audi AG é uma produtora de veículos esportivos com sede em Ingolstadt, na Alemanha, fundada em 1899 sob o nome de Horch & Cie por August Horch (AUDI, [2020?a]). A Audi prevê uma venda de um milhão de veículos elétricos a cada ano a partir da próxima década, de forma que, até 2050, seja uma empresa completamente independente da emissão de gases poluentes, durante a produção e o funcionamento de seus veículos (AUDI, [2020?b]; AUDI, [2020?c]). Nesse sentido, as baterias cujas capacidades não são mais suficientes para as aplicações automotivas são reaproveitadas para a alimentação das empilhadeiras e veículos de reboque da fábrica (AUDI, 2019). A Audi conta ainda com uma parceria com a empresa Umicore para a reciclagem das baterias que chegaram ao final de suas segundas vidas úteis. Como resultado, mais de 90% do cobalto e níquel podem ser reciclados e reutilizados para a fabricação de novas baterias (AUDI, 2020b).

Por fim, a empresa BMW é uma produtora de automóveis e motocicletas fundada em 1916 (BMW, [2021?]), que recentemente anunciou uma parceria com o Centro de Pesquisa em Energia Solar da Universidade Federal de Santa Catarina (MOBILITY NOW, 2021). O

empreendimento conta ainda com a colaboração do Grupo Solvi e a Energy Source e objetiva a criação de uma estação de recarga para carros elétricos desconectada da rede. Nesse caso, a estação reutiliza baterias de alta tensão de carros BMW i3, que armazenam a energia produzida por painéis fotovoltaicos. De acordo com a BMW, essa iniciativa prevê a produção de estações de recarga móveis, que podem ser transportadas para locais desconectados da rede elétrica (AUTOMOTIVE BUSINESS, 2021).

Dessa forma, verifica-se que o reaproveitamento de baterias de veículos elétricos está ganhando cada vez mais espaço no mercado para o desenvolvimento de uma economia sustentável. Complementarmente aos projetos citados nesta seção, diversas outras empresas também direcionam investimentos em pesquisa e desenvolvimento de sistemas com baterias de segunda vida, de acordo com a Tabela 3 (HOSSAIN et al., 2019). No entanto, as baterias utilizadas pelas diferentes indústrias automobilísticas não são padronizadas e a combinação entre as células de diferentes fabricantes ainda é um processo bastante desafiador.

Tabela 3 – Projetos com baterias de segunda vida.

Empresas	Local	Descrição do projeto
BMW e PG&E	São Francisco, EUA	Reaproveitamento de 100 baterias de veículos elétricos da BMW em aplicações de suporte à rede elétrica.
Nissan Sumitoto e Green Charge Network	Osaka, Japão	Módulos de baterias de segunda vida retiradas do veículo Nissan Leaf para aplicação em um sistema fotovoltaico.
BMW, Vattenfall e Bosch	Hamburgo, Alemanha	Montagem de um sistema de armazenamento de energia com baterias de segunda vida com capacidade igual a 2,8 MWh, a partir da reutilização de baterias de veículos elétricos.
Renault e Connected Energy Ltd	Reino Unido, Europa	Emprego de baterias de segunda vida em aplicações de suporte à rede elétrica.
General Motors e ABB	EUA	Baterias de segunda vida utilizadas para compensar a intermitência de fontes de energia eólica e solar.

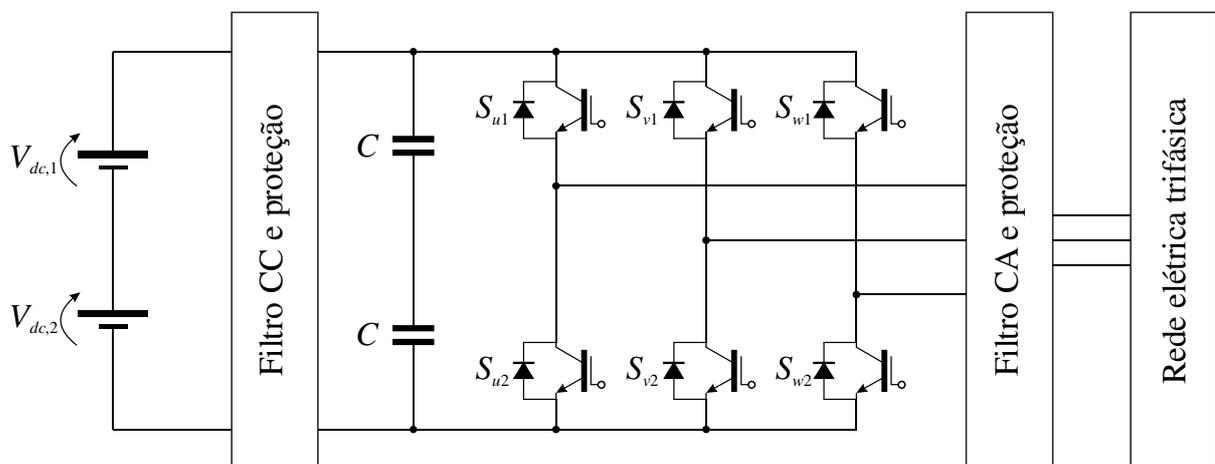
Fonte: Adaptado de (HOSSAIN et al., 2019)

2.2 CONFIGURAÇÕES DE CONVERSORES EM APLICAÇÕES COM BATERIAS DE SEGUNDA VIDA

Conversores estáticos de potência são os elementos responsáveis pelo controle dos níveis de tensão e/ou corrente utilizados no carregamento e no descarregamento das baterias em sistemas de armazenamento de energia. As topologias são geralmente exploradas com o

intuito de maximizar a eficiência do processamento de energia e a vida útil dos elementos armazenadores. Além disso, em sistemas conectados à rede elétrica, as limitações de conteúdo harmônico devem ser respeitadas, de acordo com as normas técnicas de cada região. Topologias convencionais de dois níveis, de acordo com a Figura 3, são preferencialmente utilizadas pela indústria em aplicações de baixa tensão, por apresentarem baixo custo e complexidade (STECCA et al., 2020). No entanto, a conexão série de um elevado número de baterias pode diminuir a confiabilidade do sistema de armazenamento de energia (LIU et al., 2017).

Figura 3 – Topologia convencional de dois níveis.



Fonte: Adaptado de (STECCA et al., 2020).

Nesse sentido, a confiabilidade de sistemas de armazenamento de energia em baterias de segunda vida é ainda menor, em decorrência dos diferentes níveis de degradação que as baterias podem apresentar. Topologias modulares são boas alternativas para a resolução desse problema, visto que permitem a operação do conversor mesmo em caso de falhas, através da remoção dos módulos defeituosos. Assim, a próxima seção dedica-se à apresentação e à análise das principais topologias de conversores propostas na literatura em aplicações com baterias de segunda vida.

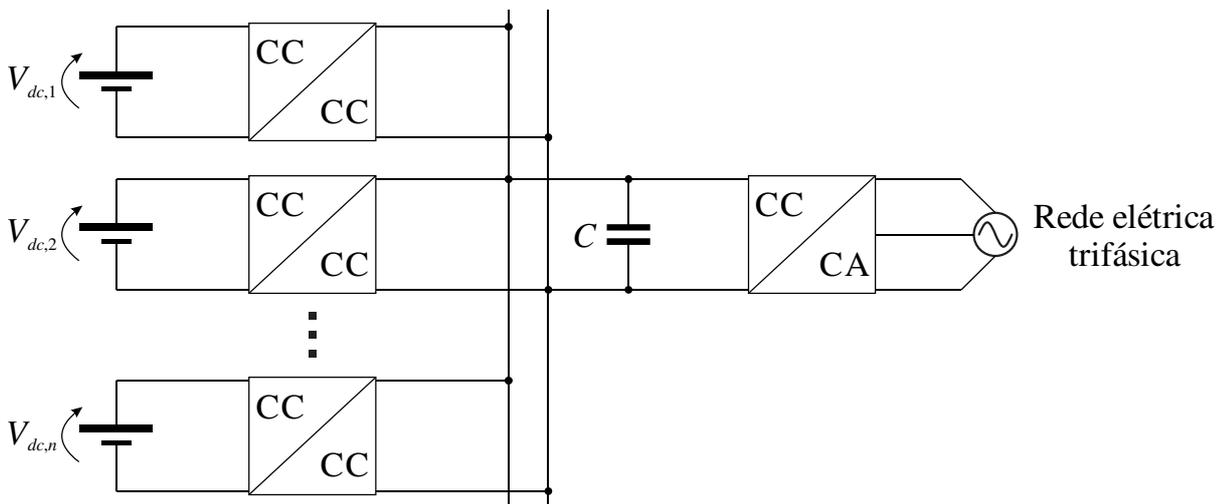
2.2.1 Associação de conversores CC/CC com barramento controlável

Sistemas de armazenamento de energia são usualmente combinados a fim de obter maiores níveis de tensão, corrente ou potência, além de maior confiabilidade. Nesses casos, as baterias podem ser integradas através de um barramento CC comum, através de múltiplos

conversores CC/CC bidirecionais, de acordo com a Figura 4 (WANG et al., 2016). De forma geral, conversores CC/CC elevadores são utilizados, visto que a tensão da rede elétrica é maior que a tensão das baterias para a maior parte dos casos.

Nesse sentido, Abdel-Monem et al. (2016) reorganizaram 45 células retiradas de baterias de segunda vida de acordo com suas capacidades de armazenamento, para a montagem de três novas baterias, cujos parâmetros são apresentados na Tabela 4. Assim, cada uma das três baterias de segunda vida é constituída por 15 células conectadas em série, produzindo uma tensão de saída de aproximadamente 50 V. A partir dessas três baterias, os autores montaram um sistema de armazenamento de energia conectado à uma rede elétrica trifásica, organizado de acordo com a estrutura da Figura 4.

Figura 4 – Associação de conversores CC/CC com barramento CC controlável.



Fonte: Adaptado de (ABDEL-MONEM et al., 2016).

Tabela 4 – Parâmetros dos módulos de baterias.

Parâmetro	Bateria 1	Bateria 2	Bateria 3
Tensão de saída máxima	51 V	54 V	54 V
Tensão de saída mínima	43 V	45 V	45 V
Capacidade	6 Ah	26 Ah	26 Ah
Potência nominal	0,7 kW	3 kW	3 kW

Fonte: (ABDEL-MONEM et al., 2016).

Observe que os módulos CC/CC dessa estrutura operam em paralelo, de forma que a potência fornecida/entregue para cada bateria pode ser controlada. No entanto, essa topologia apresenta baixa confiabilidade em relação às configurações multiníveis, visto que uma falha

de operação do inversor CC/CA (CA – Corrente Alternada) pode comprometer o funcionamento de todo o sistema (DÍAZ-GONZÁLEZ et al., 2020). Além disso, para maiores níveis de tensão, são necessários vários módulos e/ou baterias em série ou conversores CC/CC de elevado ganho, dificultando a implementação do conversor.

2.2.2 Conversor multinível com módulos em ponte completa conectados em cascata

O CHBMC é amplamente utilizado em carregadores de veículos elétricos, sistemas fotovoltaicos e compensadores síncronos estáticos (HE et al., 2021). Recentemente, uma configuração trifásica, conectada em estrela, foi proposta por Liu et al., em 2020, para aplicações em sistemas de armazenamento de energia com baterias de segunda vida. Nesse caso, baterias de segunda vida foram diretamente introduzidas no barramento CC do conversor, de acordo com a Figura 5. O autor assume, neste trabalho, que as baterias apresentam a mesma tensão de saída.

O número de níveis de saída m de cada braço dessa configuração, considerando-se n módulos conectados em cascata, é definido por:

$$m = 2n + 1. \quad (1)$$

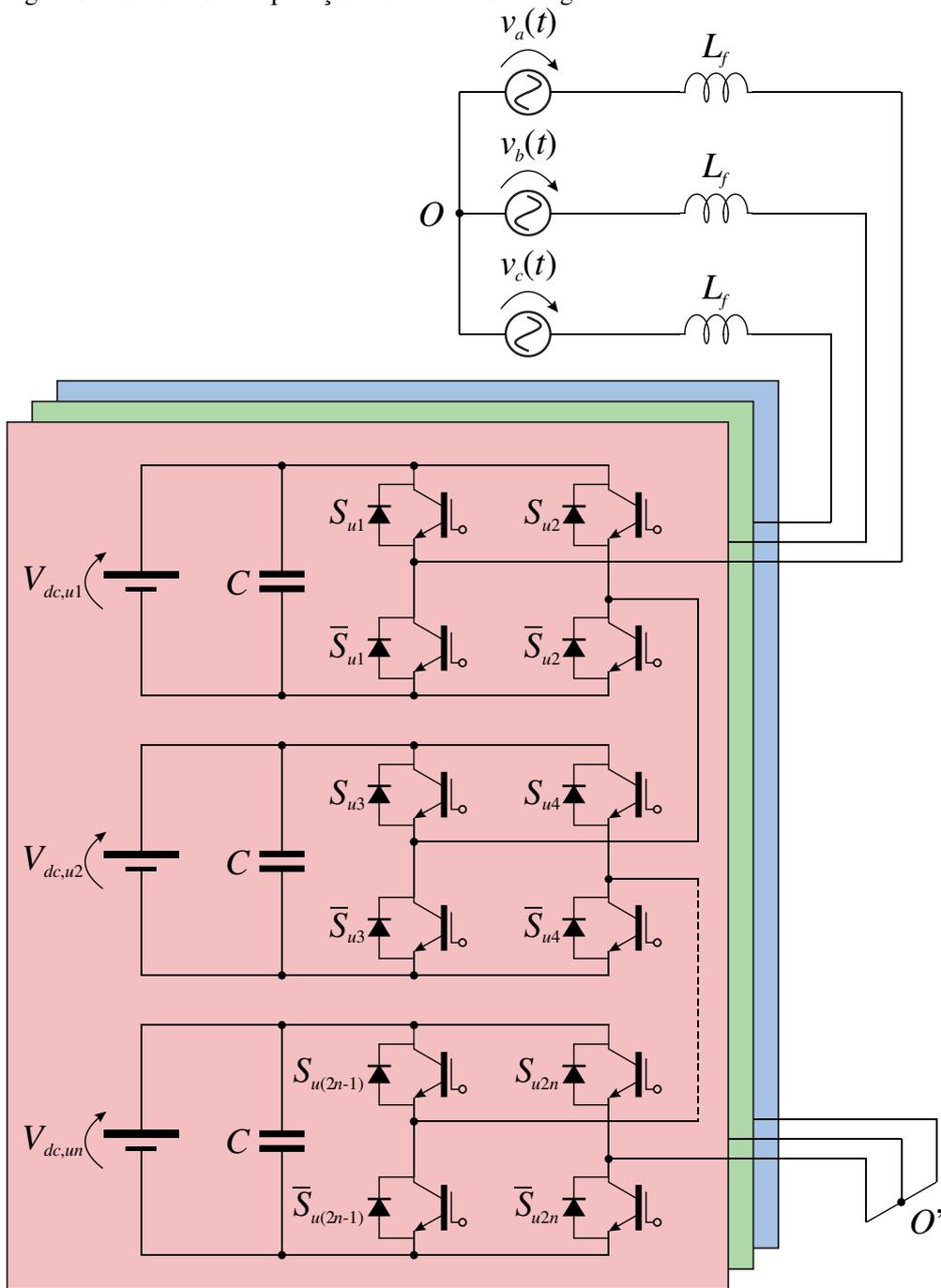
A tensão de saída da fase k , $v_k(t)$ é obtida pela soma das tensões geradas por cada uma das células $v_{kj}(t)$, para $k = u, v, w$ e $j = 1, 2, 3, \dots, n$ (LI et al., 2020):

$$v_k(t) = \sum_{j=1}^n v_{kj}(t) = \sum_{j=1}^n d_{kj}(t) V_{dc,kj}, \quad (2)$$

em que $d_{kj}(t)$ é uma função do estado de condução dos interruptores, que pode assumir os valores discretos -1, 0 e 1 e $V_{dc,kj}$ representa a tensão CC de cada módulo, definida pela tensão da bateria de segunda vida.

A estrutura simples e modular do conversor permite o controle individual da potência para cada uma das baterias. Além disso, essa configuração apresenta elevado grau de confiabilidade, possibilitando a operação do conversor mesmo em caso de falta, através da remoção dos módulos em ponte completa defeituosos (LEON, VAZQUEZ e FRANQUELO, 2017). Essa característica é interessante, visto que as baterias de segunda vida necessitam de

Figura 5 – CHBMC em aplicação com baterias de segunda vida.



Fonte: Adaptado de (LI et al., 2020).

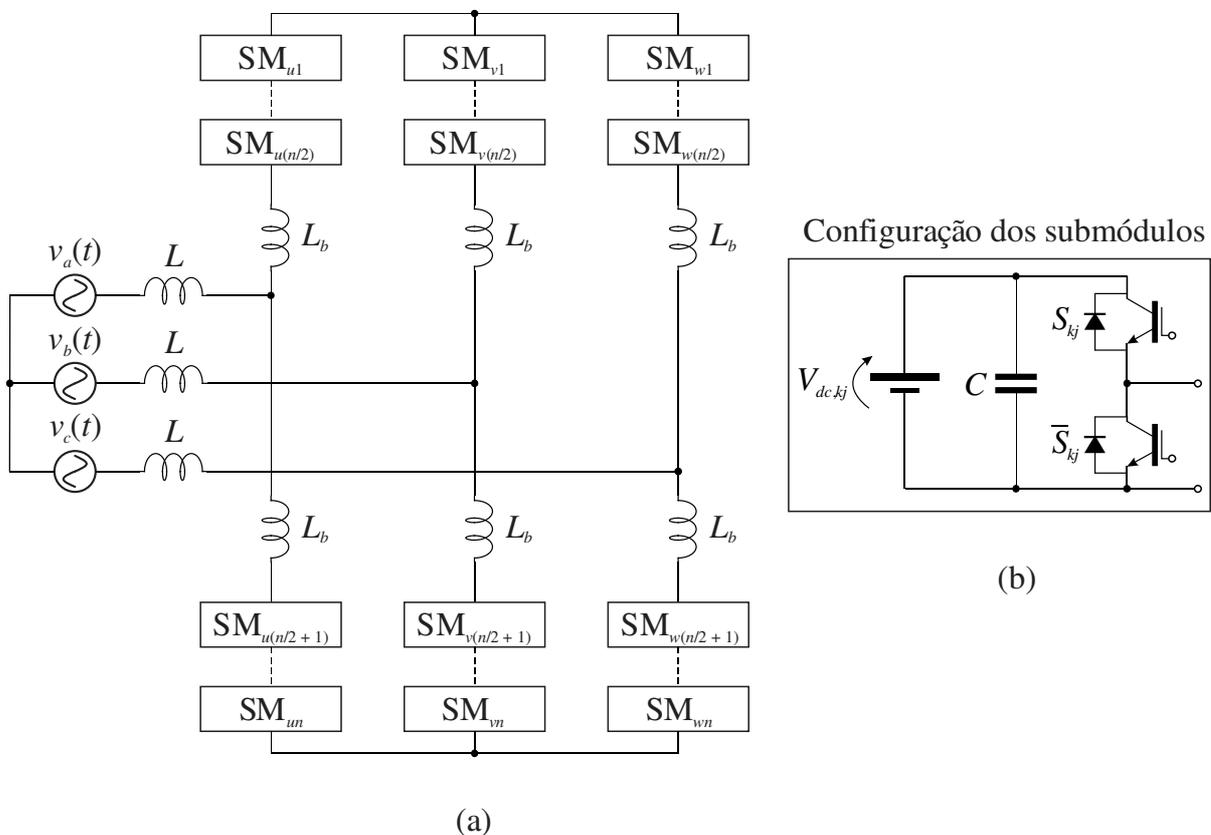
diferentes quantidades de potência e são mais suscetíveis a falhas quando comparadas com baterias recém fabricadas.

2.2.3 Conversor multinível modular

Conversores multiníveis modulares (MMC – *Modular Multilevel Converters*) são constituídos pela conexão em cascata de submódulos (SMs). Essas topologias têm sido empregadas na interligação de sistemas elétricos de potência de alta tensão e corrente contínua (HVDC – *High Voltage Direct Current*) (LEON, VAZQUEZ e FRANQUELO, 2017). Por possuírem características modulares, esses conversores estão ganhando cada vez mais destaque em aplicações de armazenamento de energia.

Nesse sentido, Li et al (2018) propõem o emprego de um MMC para um sistema de armazenamento de energia com baterias de segunda vida, de acordo com a Figura 6 (a). Nesse circuito, os módulos são ligados em série e os indutores L_b são utilizados para limitar as variações de corrente em cada braço do conversor. Usualmente, submódulos do tipo meia ponte são utilizados por possuírem facilidade de implementação e reduzido número de componentes, como mostrado na Figura 6 (b).

Figura 6 – MMC. (a) Topologia modular trifásica. (b) Configuração de cada submódulo.



Fonte: Adaptado de (LI et al., 2018).

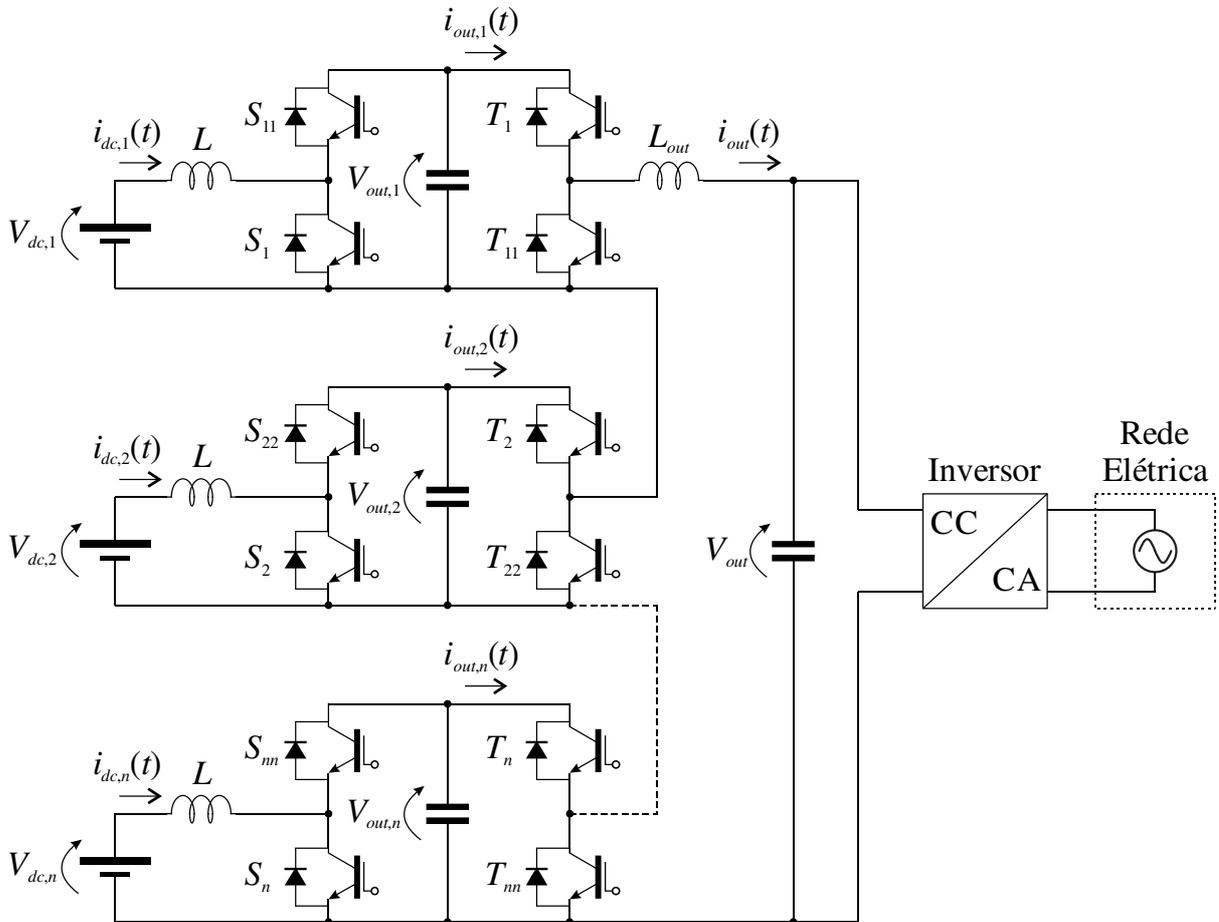
A corrente circulante entre os braços dessa topologia pode ser utilizada para o controle do estado de carga das baterias, particularmente durante operação com desbalanceamento na rede elétrica. No entanto, essas correntes causam um aumento significativo das perdas de condução e de comutação do conversor, de forma proporcional à diferença entre os parâmetros das baterias. Essa característica é indesejável em sistemas de armazenamento de energia com baterias de segunda vida, visto que as baterias podem apresentar diferenças consideráveis. Adicionalmente, o elevado grau de complexidade e de custo de implementação (WANG et al., 2016) colocam essa topologia em desvantagem em aplicações de reaproveitamento de baterias.

2.2.4 Conversor modular *boost*-multinível *buck*

Como forma de integrar baterias de segunda vida com parâmetros severamente diferentes, Mukherjee e Strickland (2015) propõem uma topologia modular *boost*-multinível *buck*, de acordo com a Figura 7. Assim, quando o somatório das tensões das baterias é menor que a tensão desejada para o barramento V_{out} , o conversor opera como conversor *boost* com módulos em cascata. Em contrapartida, para situações em que a soma das tensões das baterias é maior que a tensão V_{out} , o conversor opera no modo *buck*. Os modos de operação do conversor são sumarizados na Tabela 5 para $j = 1, 2, \dots, n$.

No entanto, conforme a disparidade entre as baterias aumenta, os modos de operação *buck* e *boost* não são suficientes para garantir a distribuição de potência desejada entre as baterias. As limitações de corrente $i_{dc,j}(t) \geq i_{out}(t)$ e $i_{dc,j}(t) \leq i_{out}(t)$, inerentes aos modos de operação *boost* e *buck*, respectivamente, restringem a capacidade do conversor funcionar com baterias de parâmetros consideravelmente diferentes.

A fim de solucionar esse problema, Mukherjee e Strickland propõem uma estratégia de controle *buck-boost* universal, em que todos os interruptores possuem liberdade de comutação. Esse modo de operação permite a associação entre baterias de segunda vida, independentemente de seus parâmetros (MUKHERJEE e STRICKLAND, 2015). No entanto, a eficiência total do conversor diminui em relação aos modos de operação *buck* e *boost*, visto que um maior número de interruptores atua em alta frequência de comutação. Em síntese, as vantagens e as desvantagens de cada uma das topologias de conversores apresentadas nesta seção são destacadas a seguir:

Figura 7 – Topologia modular *boost*-multinível *buck*.

Fonte: Adaptado de (MUKHERJEE e STRICKLAND, 2015).

Tabela 5 – Modos de operação do conversor modular *boost*-multinível *buck*.

Operação	S_j	S_{jj}	T_j	T_{jj}
<i>Boost</i>	Operação em alta frequência	Operação em alta frequência	Ligado	Desligado
<i>Buck</i>	Desligado	Ligado	Operação em alta frequência	Operação em alta frequência

Fonte: Adaptado de (MUKHERJEE e STRICKLAND, 2015).

- A associação de conversores CC/CC em paralelo é uma alternativa flexível, eficiente e compacta para sistemas de armazenamento de energia com baterias de segunda vida. No entanto, uma falha ou defeito no conversor CC/CA pode interromper o funcionamento do sistema;
- O CHBMC é considerado como alternativa de bom desempenho em sistemas de armazenamento de energia de segunda vida (WANG et al., 2016; DÍAZ-GONZÁLEZ et al., 2020). Essa topologia apresenta alta eficiência, simplicidade e

confiabilidade. A estrutura modular permite ainda o controle individual da potência de cada bateria;

- c) O MMC caracteriza-se pela corrente que circula entre os braços do conversor, conferindo maior grau de liberdade para a distribuição de potência entre os braços de configurações trifásicas. Contudo, essa característica provoca a diminuição da eficiência do conversor de forma proporcional às diferenças entre os parâmetros das baterias. Além disso, os custos adicionais e a complexidade de implementação dificultam o emprego dessa topologia em sistemas de armazenamento de energia;
- d) O conversor modular *boost-multinível buck* é o que apresenta maior capacidade de operação com diferenças de parâmetros entre as baterias, sendo considerado como topologia universal por Mukherjee e Strickland (2015). No entanto, o conversor apresenta um elevado grau de complexidade e número de componentes, dificultando sua expansão para maiores quantidades de baterias e implementação trifásica.

Em relação às topologias convencionais de dois níveis utilizadas na indústria, as configurações multiníveis apresentam melhor distribuição das perdas e eficiência, principalmente para altas frequências de comutação (STECCA et al., 2020). Assim, é possível diminuir o tamanho total do filtro de saída, aumentando a densidade de potência do conversor. A configuração MMC, no entanto, apresenta elevada complexidade de implementação e perdas indesejáveis em situações de desequilíbrio de potência.

O CHBMC caracteriza-se por sua confiabilidade, além da eficiência elevada mesmo em situações de desequilíbrio. Dessa forma, esta Tese de Doutorado explora a capacidade desse conversor para aplicações em sistemas de armazenamento de energia com baterias de segunda vida.

2.3 ESTRATÉGIAS DE BALANCEAMENTO DE POTÊNCIA

Estratégias de balanceamento de potência são consideradas tema principal de uma grande quantidade de trabalhos relacionados ao armazenamento de energia. No entanto, a grande maioria dos projetos adota baterias recém fabricadas em associação com conversores, de forma que a diferença entre esses elementos armazenadores é mínima. Assim, a potência processada por cada módulo do conversor é praticamente a mesma e técnicas de balanceamento passivas podem ser utilizadas para a equalização do estado de carga das

baterias, dissipando o excesso de energia desses elementos através de resistores (CHATZNIKOLAU e ROGERS, 2016).

No entanto, em sistemas de armazenamento de energia com baterias de segunda vida, pode ser necessário que as baterias operem com níveis diferentes de potência, com o objetivo de que esses componentes atinjam os valores máximo e mínimo de carga ao mesmo tempo. Esse procedimento evita que as baterias sofram carregamentos e descarregamentos excessivos, aumentando a vida útil do sistema de armazenamento. Nesse sentido, o estado de carga (SOC – *State of Charge*) das baterias é uma grandeza que deve ser constantemente monitorada, visto que indica a quantidade disponível de energia Q_d em relação à capacidade máxima da bateria. Para baterias recém fabricadas, a capacidade máxima é igual à capacidade nominal Q_n fornecida pelo fabricante:

$$\text{SOC}(\%) = \frac{Q_d}{Q_n}. \quad (3)$$

Dessa forma, uma bateria não pode continuar descarregando após atingir o limite inferior $\text{SOC} = 0\%$. De forma semelhante, não é recomendável manter o carregamento no momento em que $\text{SOC} = 100\%$. Além disso, as taxas de carregamento e descarregamento devem ser controladas, a fim de evitar o aumento excessivo de temperatura das baterias.

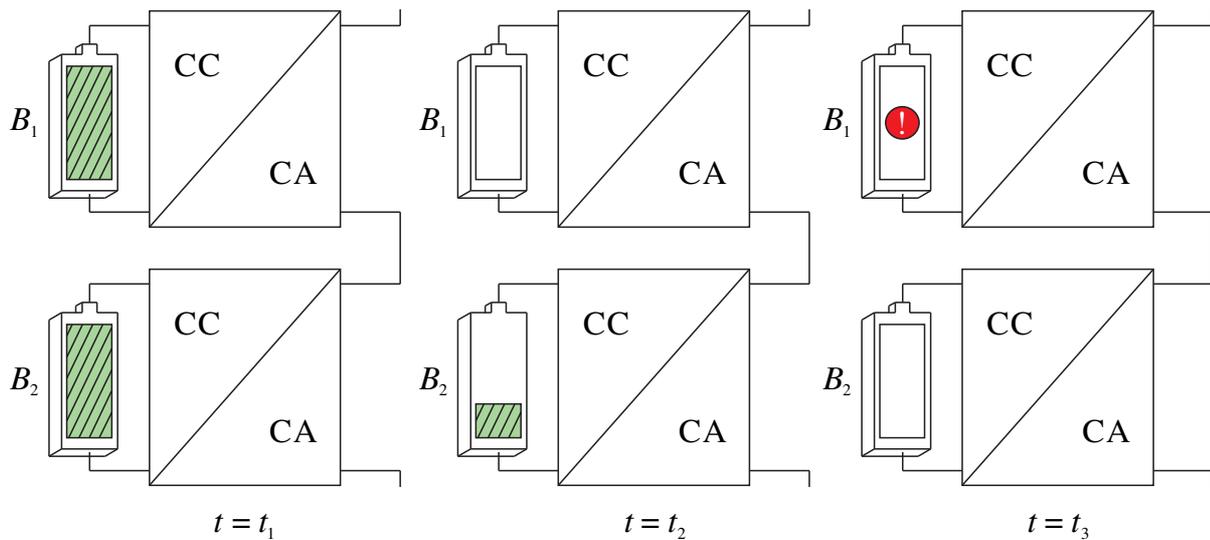
Entretanto, em função da degradação das baterias a capacidade máxima desses componentes dificilmente será igual à capacidade nominal fornecida pelo fabricante ao longo de sua utilização. Dessa forma, diversos autores propõem técnicas para a determinação dos parâmetros das baterias em tempo real (MUKHERJEE e STRICKLAND, 2015; LI, CAI e LIU, 2020). Assim, as estratégias de balanceamento de potência são definidas a partir do estado de carga efetivo das baterias SOC_e , obtido em função da capacidade máxima atual Q_{max} desses elementos:

$$\text{SOC}_e(\%) = \frac{Q_d}{Q_{max}}. \quad (4)$$

Essa situação é ilustrada na Figura 8, que apresenta duas baterias de segunda vida, B_1 e B_2 , que alimentam módulos CC/CA em ponte completa conectados em cascata, em três instantes de tempo t_1 , t_2 e t_3 . Inicialmente, em $t = t_1$, ambas as baterias estão completamente carregadas. Nesse caso, a bateria B_1 apresenta menor capacidade máxima atual Q_{max} que a

bateria B_2 , de forma que, submetidas à mesma taxa de descarregamento, a bateria B_1 é a primeira a atingir o valor mínimo de carga, como mostrado em $t = t_2$. Como estão submetidas à mesma taxa de descarregamento, a bateria B_1 sofre um descarregamento excessivo até que a bateria B_2 atinja o nível mínimo de carga, em $t = t_3$. Esse fenômeno diminui rapidamente o tempo de vida útil da bateria B_1 , que não é devidamente utilizada.

Figura 8 – Situação de descarregamento excessivo da bateria B_1 .



Fonte: (Próprio autor).

Em configurações trifásicas, o desbalanceamento de potência pode ser classificado como intermodular, definido por diferentes demandas de potência entre os módulos conectados em cascata de uma das fases do conversor (KO et al., 2021), e interfásorial, caracterizado por diferentes demandas de potência entre as três fases do conversor (YU et al., 2017). Enquanto o balanceamento de potência intermodular está diretamente relacionado com a estratégia de modulação, o balanceamento de potência interfásorial é usualmente solucionado através da injeção de uma componente de sequência zero. Como podem ser analisadas separadamente, técnicas de balanceamento de potência intermodular e interfásorial são verificadas nas próximas seções.

2.3.1 Balanceamento de potência intermodular

A modulação por largura de pulso (PWM – *Pulse Width Modulation*) é o método mais utilizado para o controle dos estados dos interruptores em estruturas multiníveis. Esse tipo de

modulação é baseado na comparação de sinais de alta frequência (portadoras), usualmente formas de onda triangulares, com sinais de referência. Para um conversor de m níveis, são necessárias pelo menos $m - 1$ portadoras triangulares para sintetizar a tensão de saída. Em CHBMC utilizados em aplicações com baterias de segunda vida, a estratégia de modulação deve garantir ainda que a potência de cada módulo seja controlada de forma independente, de acordo com as necessidades dos elementos armazenadores. Observe que, para sistemas trifásicos, as portadoras devem ser geradas separadamente para cada fase, mantendo a mesma defasagem em relação à sua respectiva tensão de referência, resultando no mesmo espectro harmônico da tensão de saída para as três fases. As particularidades de cada uma das principais estratégias de modulação e seus efeitos sobre a distribuição de potência entre os módulos conectados em cascata são analisadas a seguir.

2.3.1.1 Modulação por largura de pulso baseada em múltiplas portadoras deslocadas em amplitude

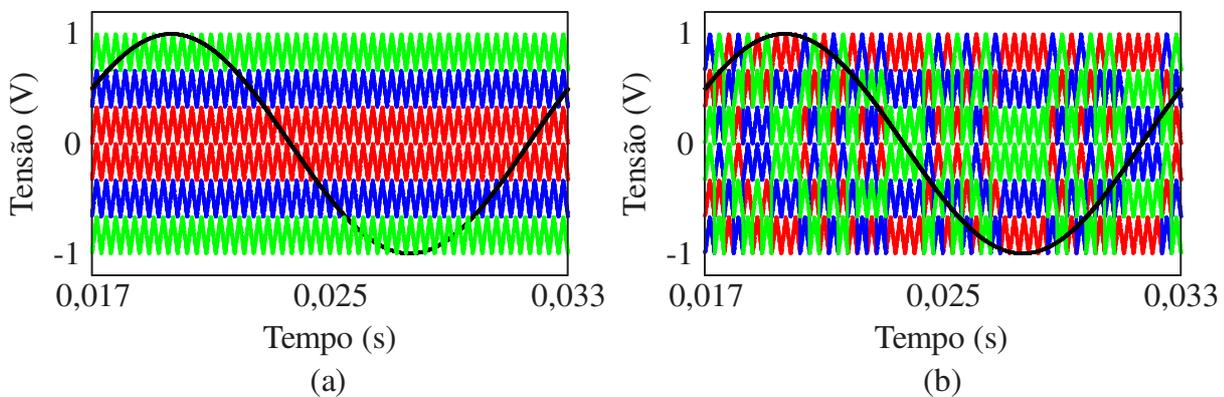
A estratégia de modulação baseada em múltiplas portadoras deslocadas em amplitude (LSPWM – *Level Shifted Pulse Width Modulation*) é organizada de forma que as portadoras são igualmente dispostas de modo a cobrir todos os valores da tensão de saída do conversor. Dessa forma, de acordo com o ângulo de defasagem entre as portadoras, essa estratégia pode ser subdividida em disposição de fase (PD – *Phase Disposition*), disposição em oposição de fase (POD – *Phase Opposition Disposition*) e disposição em oposição de fase alternada (APOD – *Alternate Phase Opposition Disposition*).

Para conversores multiníveis com módulos em cascata, estratégias de modulação baseadas em deslocamento de amplitude produzem tensões de saída diferentes em cada célula. Assim, essas técnicas não são atrativas para a maioria das aplicações modulares, visto que distribuem desigualmente a potência total do conversor entre os módulos. No entanto, essa característica pode ser aproveitada em sistemas de armazenamento de energia com baterias de segunda vida, desde que a potência de cada módulo possa ser controlada.

Nesse caso, Sochor e Akagi (2017) apresentaram uma metodologia de permutação entre as portadoras para o controle da distribuição da potência processada por cada módulo. Os autores perceberam que a irregularidade na distribuição de potência é máxima utilizando-se as estratégias convencionais deslocadas em amplitude. Dessa forma, é possível realizar permutações entre as portadoras como forma de reduzir o desbalanceamento, sem modificar a tensão de saída do conversor.

A Figura 9 (a) apresenta o princípio de operação de uma estratégia convencional com portadoras deslocadas em amplitude para um conversor com três módulos em ponte completa conectados em cascata. As tensões de saída para cada módulo, representadas pelas mesmas cores de suas respectivas portadoras, são representadas pela Figura 10 (a), (b) e (c) e a tensão de saída do conversor é ilustrada na Figura 11 (a). Nesse caso, as tensões de saída resultam em uma distribuição de potência irregular entre as unidades em ponte completa. Assim, a permutação entre as portadoras pode reduzir o desbalanceamento, de acordo com a Figura 9 (b). As tensões de saída dos módulos para esse caso são apresentadas na Figura 10 (d), (e) e (f). Observe que, a tensão de saída para essa situação apresenta alterações, destacadas em vermelho, durante os momentos em que ocorrem as trocas entre as portadoras, de acordo com a Figura 10 (b), mas esse fenômeno não resulta em diferenças significativas entre os espectros harmônicos da tensão de saída obtidos para ambas as estratégias de modulação, conforme mostrado na Figura 11 (b) e (d), para uma frequência de comutação f_s igual a 3 kHz.

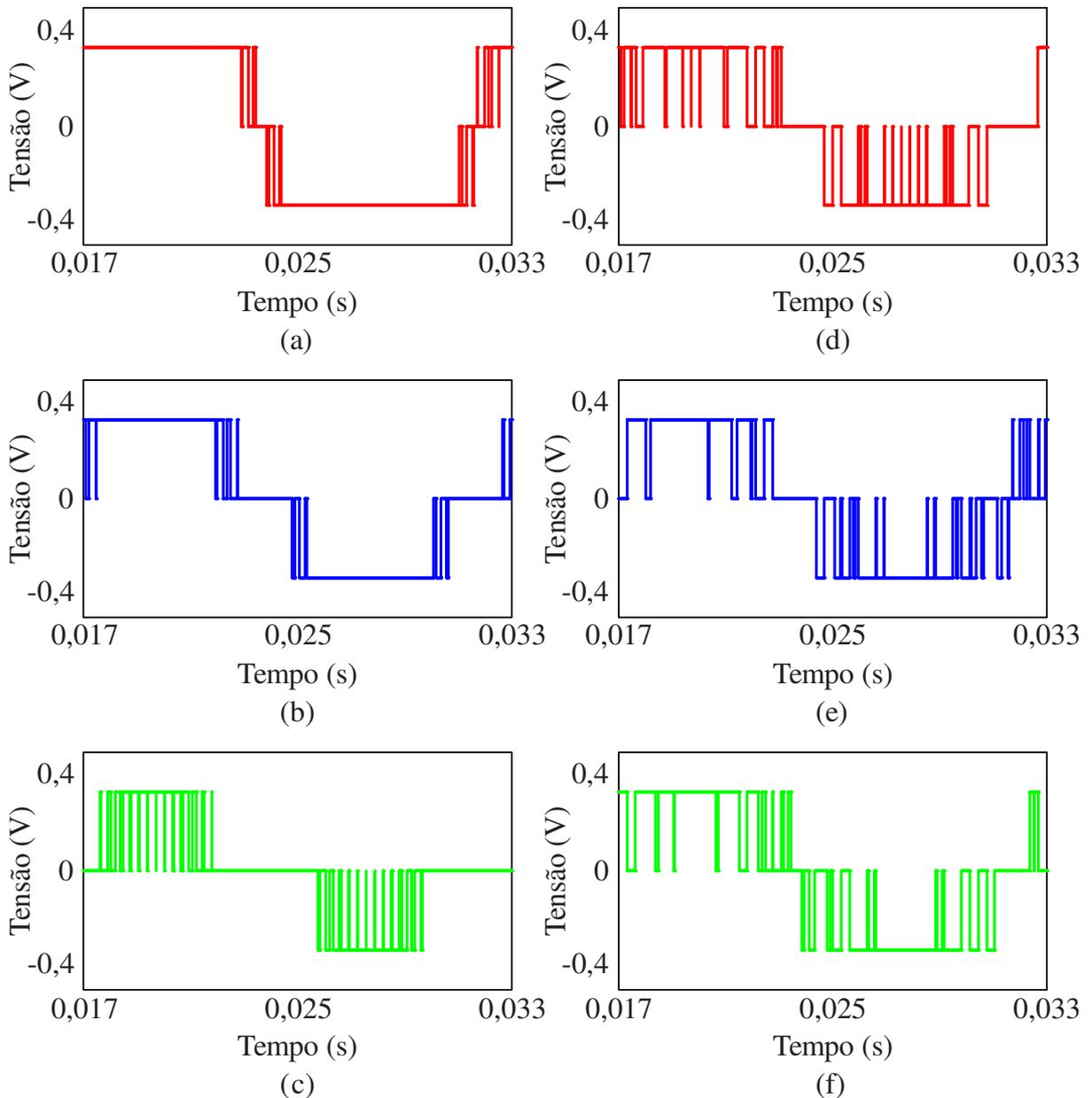
Figura 9 – Modulação por largura de pulso baseada em múltiplas portadoras deslocadas em amplitude. (a) Estratégia convencional. (b) Estratégia com permutação de portadoras.



Fonte: (Próprio autor).

Para a estratégia LSPWM, o deslocamento de uma portadora para níveis mais externos reduz a potência média de saída de sua respectiva unidade em ponte completa, visto que essa unidade permanece maiores quantidades de tempo com tensão de saída não nula. Um efeito inverso ocorre quando a portadora é deslocada para níveis mais internos, diminuindo a potência média de saída de sua respectiva unidade em ponte completa. Uma estratégia semelhante é adotada por Paris et al. (2019) para a equalização das perdas entre os módulos. Contudo, uma análise para o controle individualizado da potência para cada módulo não foi realizada.

Figura 10 – Formas de onda para a estratégia LSPWM. (a), (b) e (c) Tensões de referência dos módulos para a estratégia de modulação convencional. (d), (e) e (f) Tensões de referência para a estratégia de modulação com permutação de portadoras.

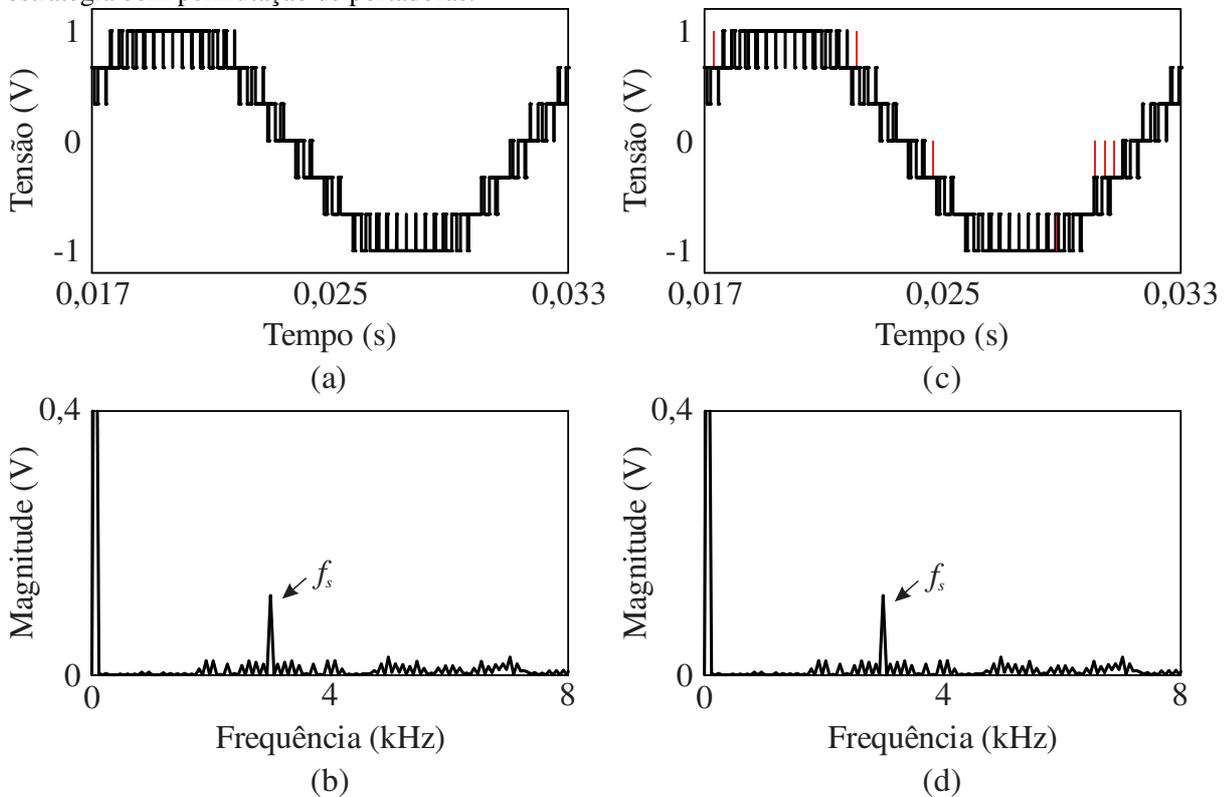


Fonte: (Próprio autor).

2.3.1.2 Modulação por largura de pulso baseada em múltiplas portadoras deslocadas em fase

Em estruturas modulares, a modulação por largura de pulso baseada em múltiplas portadoras deslocadas em fase (PSPWM – *Phase Shift Pulse Width Modulation*) é largamente utilizada para o controle dos estados de condução dos interruptores. Essa estratégia é caracterizada pelo efeito multiplicativo sobre a frequência de comutação na tensão de saída e

Figura 11 – Formas de onda para a estratégia LSPWM. (a) Tensão de saída do conversor para a estratégia convencional. (b) Espectro harmônico da tensão de saída para a estratégia convencional. (c) Tensão de saída para a estratégia com permutação de portadoras. (d) Espectro harmônico da tensão de saída para a estratégia com permutação de portadoras.

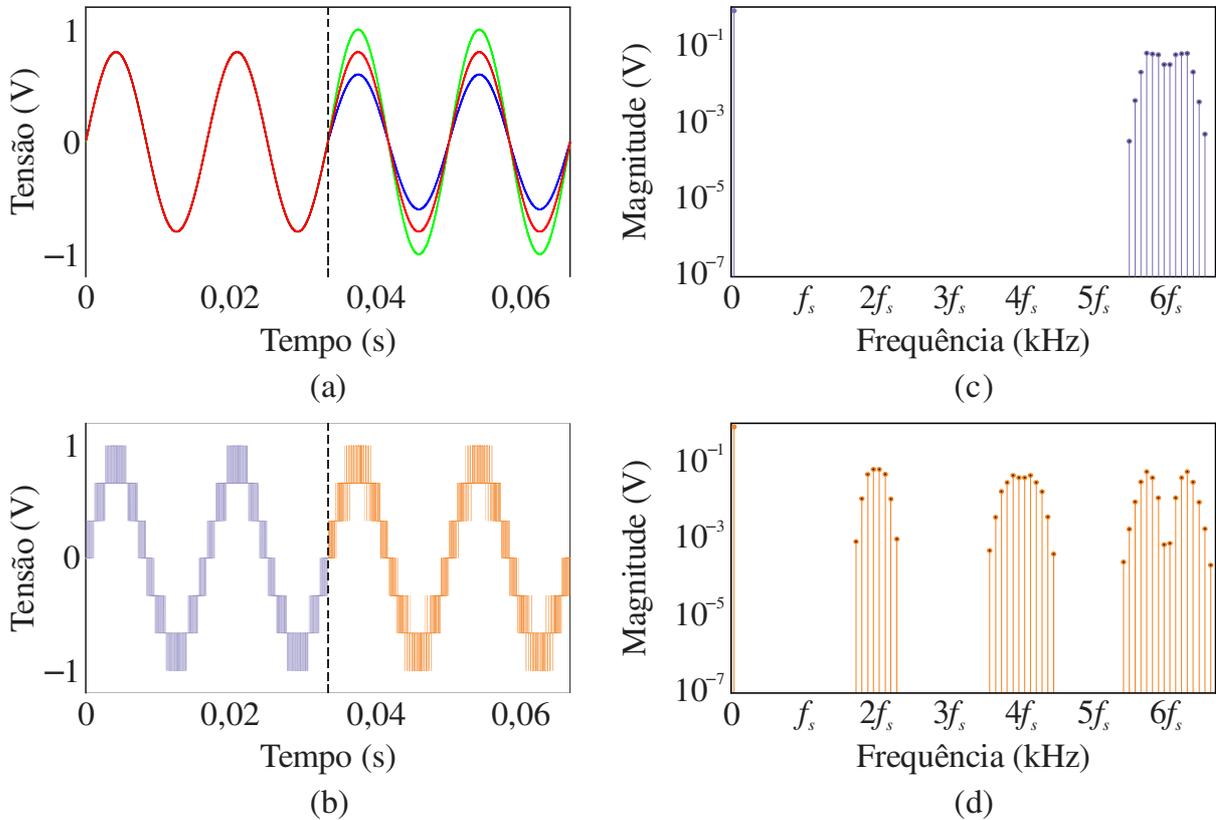


Fonte: (Próprio autor).

pela equalização da distribuição de potência entre as unidades em ponte completa. Nesse caso, o índice de modulação de amplitude e a frequência de comutação são iguais para todos os módulos.

No entanto, em sistemas de armazenamento de energia com baterias de segunda vida, o conversor deve operar com níveis diferentes de potência entre os módulos. Para isso, a amplitude da referência da tensão de saída de cada módulo deve ser controlada de acordo com as necessidades de cada bateria, de acordo com a Figura 12 (a), a partir dos 33 ms. Como resultado, as componentes harmônicas de tensão não são integralmente canceladas, e a distorção da tensão de saída aumenta, de acordo com a Figura 12 (b). Os espectros harmônicos da tensão de saída para as condições balanceada (anterior aos 33 ms) e desbalanceada (após os 33 ms) são apresentados na Figura 12 (c) e na Figura 12 (d), respectivamente. Note ainda que a tensão de saída dos módulos de maior potência permanece maior quantidade de tempo nos níveis mais externos, de acordo com a Figura 13.

Figura 12 – Formas de onda para um CHBMC utilizando PSPWM. (a) Tensão de referência de cada módulo. (b) Tensão de saída do conversor. (c) Espectro harmônico da tensão de saída considerando-se as potências dos módulos balanceadas. (d) Espectro harmônico da tensão de saída considerando-se as potências dos módulos desbalanceadas.



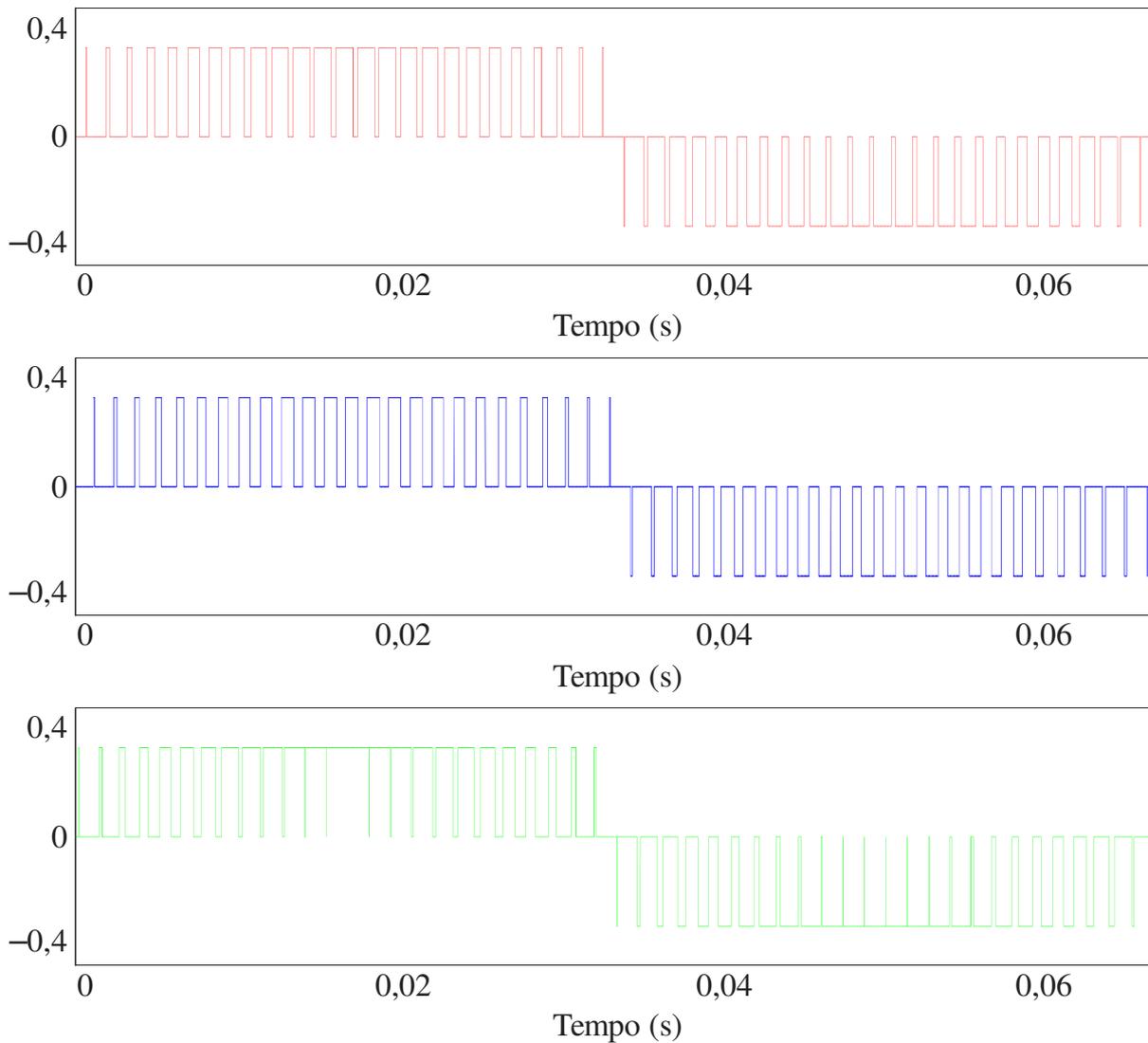
Fonte: (Próprio autor).

Esse fenômeno já foi explorado em alguns trabalhos, e algumas técnicas foram desenvolvidas para minimizar a distorção da forma de onda da tensão de saída. Por exemplo, Marquez et al (2017) apresenta uma técnica PSPWM com ângulos variáveis (VAPSPWM – *Variable Angle Phase-Shift Pulse Width Modulation*) para um conversor com três módulos em ponte completa conectados em cascata. Os autores definem o conteúdo harmônico $v^{hi}(t)$ de ordem i através de:

$$v^{hi}(t) = \sum_{k=1}^M h_{ij} \cos(i\omega t + i\phi_j), \quad (5)$$

em que ω é a frequência angular e ϕ_j é a defasagem da triangular referente ao módulo j . Os coeficientes h_{ij} , para o módulo j e o harmônico de ordem i são calculados por:

Figura 13 – Tensões de saída dos módulos conectados em cascata, representados na mesma cor de suas respectivas tensões de referência, de acordo com a Figura 12, sob condição de desbalanceamento de potência.



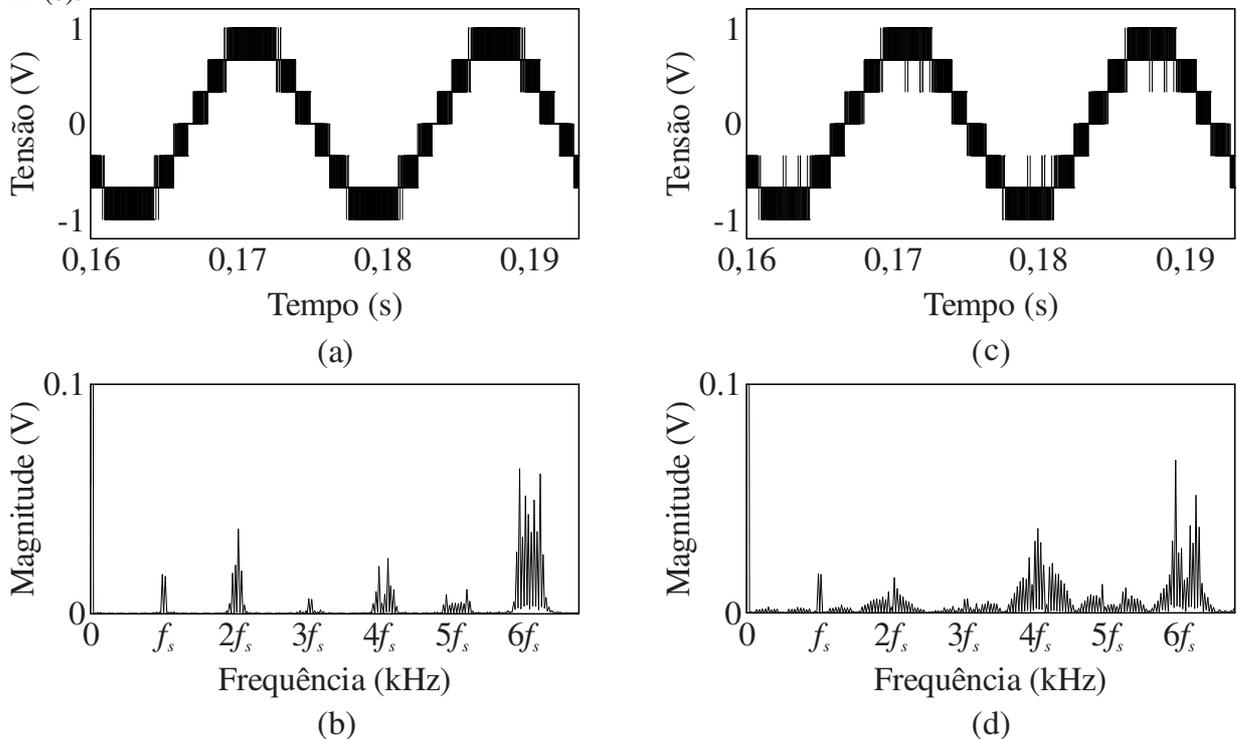
Fonte: (Próprio autor).

$$h_{ij}(t) = \frac{2V_{dc,j}}{i\pi} \text{sen}(i\pi D_j), \quad (6)$$

onde $V_{dc,j}$ é a tensão do barramento e D_j é a tensão de referência normalizada, ambas referentes ao módulo j . Assim, as defasagens das portadoras são calculadas a cada período de comutação através de:

$$\phi_2 = \arccos\left(\frac{h_{13}^2 - h_{12}^2 - h_{11}^2}{2h_{11}h_{12}}\right) \quad (7)$$

Figura 14 – Formas de onda para um CHBMC. (a) Tensão de saída do conversor utilizando-se a estratégia PSWM convencional. (b) Espectro harmônico da tensão de saída da Figura 14 (a). (c) Tensão de saída do conversor utilizando-se a estratégia VAPSPWM. (d) Espectro harmônico da tensão de saída da Figura 14 (c).



Fonte: (Próprio autor).

e

$$\phi_3 = \arccos\left(\frac{h_{12}^2 - h_{13}^2 - h_{11}^2}{2h_{11}h_{13}}\right). \quad (8)$$

Como forma de testar o desempenho da estratégia VAPSPWM, um CHBMC de três módulos e com frequência de comutação f_s igual à 3 kHz foi montado em simulação a partir do *software* PSIM. As potências foram distribuídas entre os módulos de acordo com a proporção de $0,300P : 0,366P : 0,333P$, em que P é a potência total do conversor. A tensão de saída para a estratégia de modulação PSPWM convencional sofre distorções em função do cancelamento do efeito multiplicativo da frequência de comutação, de acordo com a Figura 14 (a). Esse efeito pode ser observado pelo aparecimento de componentes harmônicas múltiplas da frequência de comutação do conversor no espectro harmônico dessa forma de onda, de acordo com a Figura 14 (b).

Assim sendo, calculando-se as defasagens das portadoras a cada período de comutação, de acordo com (7) e (8) é possível implementar a estratégia VAPSPWM,

resultando na tensão de saída mostrada na Figura 14 (c), para a mesma condição de distribuição de potência estudada anteriormente ($0,300P : 0,366P : 0,333P$). A análise do espectro harmônico dessa forma de onda, apresentado na Figura 14 (d), permite observar que a estratégia VAPSPWM reduz a amplitude das componentes harmônicas no dobro da frequência de comutação do conversor, em comparação com o resultado mostrado na Figura 14 (b).

2.3.1.3 Estratégia de modulação híbrida contendo o estado zero

Uma estratégia de modulação híbrida contendo o estado zero (HMSCZS – *Hybrid Modulation Strategy Containing Zero State*) é apresentada por Yang et al., 2021 para garantir a estabilidade do sistema mesmo em caso de desbalanceamento de potência. Essa técnica combina a modulação em alta frequência e em baixa frequência. Os módulos que operam em baixa frequência controlam o balanceamento de potência do conversor. Um único módulo opera em alta frequência e é responsável por sintetizar a corrente de saída. De forma geral, a HMSCZS é implementada através dos seguintes passos:

- a) Cálculo da diferença entre o valor da tensão do módulo j $V_{dc,j}$ e seu respectivo valor de referência $V_{dc,j}^*$:

$$\Delta V_{dc,j} = V_{dc,j} - V_{dc,j}^* \quad (9)$$

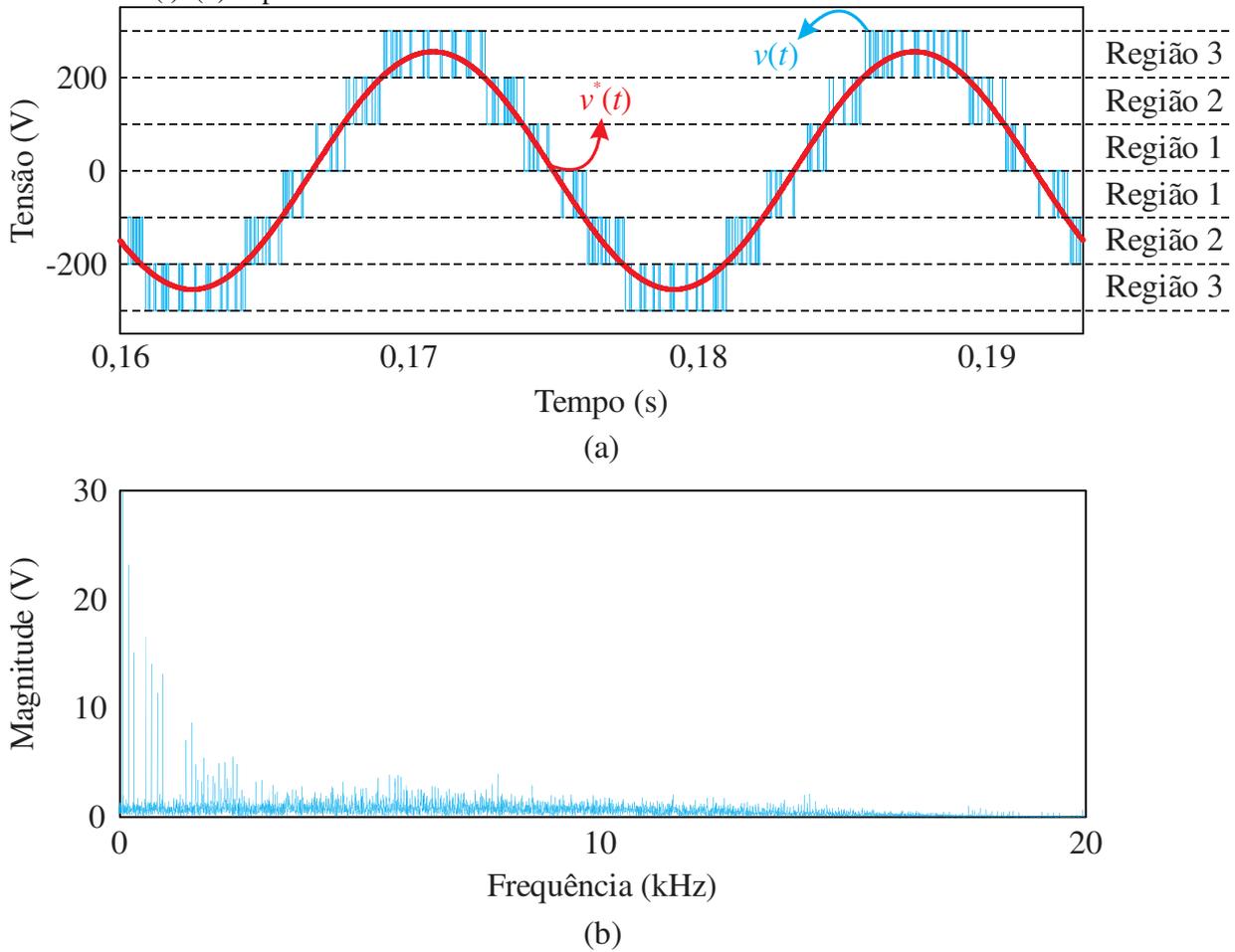
- b) Classificação das diferenças calculadas em ordem crescente e mapeamento das tensões de entrada dos módulos de acordo com essa ordem;
- c) Definição da região de operação h do conversor, de acordo com:

$$\sum_{j=1}^{h-1} V_{dc,j} < |v^*(t)| < \sum_{j=1}^h V_{dc,j} \quad (10)$$

Esse procedimento pode ser visualizado na Figura 15 (a), em que três regiões de operação são definidas para um conversor de sete níveis;

- d) O modo de operação de cada módulo é determinado de acordo com a polaridade da tensão de referência $v^*(t)$, a direção da corrente de saída $i(t)$ e a região de operação h . Por conveniência, as tensões de saída $+V_{dc,j}$, $-V_{dc,j}$ e 0 são representadas por +1, -1 e

Figura 15 – Formas de onda para um CHBMC utilizando HMSCZS. (a) Tensão de saída $v(t)$ e tensão de referência $v^*(t)$. (b) Espectro harmônico da tensão de saída.



Fonte: (Próprio autor).

0, respectivamente. As regras para a atribuição dos modos de operação dos módulos são especificadas a seguir:

- Caso I: $v^*(t) > 0$, $i(t) > 0$: Após o mapeamento das tensões, os módulos $V_{(n-h+2)}$, $V_{(n-h+3)}$, ..., V_n operam em +1, os módulos V_1 , V_2 , ..., $V_{(n-h)}$ operam em 0 e o módulo $V_{(n-h+1)}$ opera em alta frequência.

- Caso II: $v^*(t) > 0$, $i(t) \leq 0$: Após o mapeamento das tensões, os módulos V_1 , V_2 , ..., V_{h-1} operam em +1, os módulos $V_{(h+1)}$, $V_{(h+2)}$, ..., V_n operam em 0 e o módulo V_h opera em alta frequência.

- Caso III: $v^*(t) \leq 0$, $i(t) > 0$: Após o mapeamento das tensões, os módulos V_1 , V_2 , ..., V_{k-1} operam em -1, os módulos $V_{(h+1)}$, $V_{(h+2)}$, ..., V_n operam em 0 e o módulo V_h opera em alta frequência.

- Caso IV: $v^*(t) \leq 0$, $i(t) \leq 0$: Após o mapeamento das tensões, os módulos $V_{(n-h+2)}$, $V_{(n-h+3)}$, ..., V_n operam em -1, os módulos V_1 , V_2 , ..., $V_{(n-h)}$ operam em 0 e o módulo $V_{(n-h+1)}$ opera em alta frequência.

A HMSCZS é capaz de garantir a distribuição de potência desejada, além de apresentar maior simplicidade de implementação em relação à modulação VAPSPWM. No entanto, apenas um dos módulos do conversor opera em alta frequência, resultando em elevada distorção da tensão de saída, inclusive para a situação com a mesma distribuição de potência entre os módulos, de acordo com o espectro harmônico apresentado na Figura 15 (b).

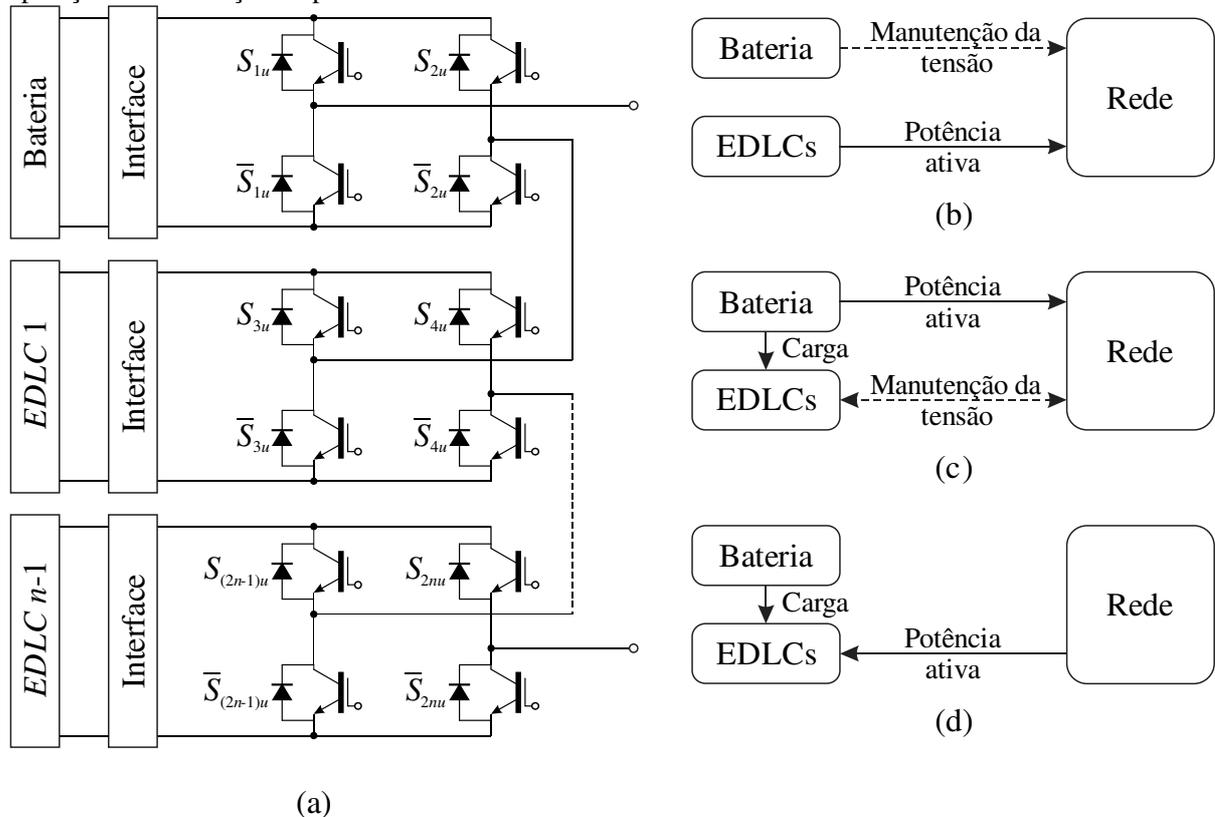
2.3.1.4 Estratégia de modulação vetorial

A SVM foi inicialmente utilizada em inversores trifásicos de dois níveis em acionamentos de máquinas elétricas (VAN DER BROECK, SKUDELNY e STANKE, 1988). Essa modulação é baseada na representação dos estados de comutação dos interruptores no espaço vetorial da tensão de saída do conversor. Em sistemas trifásicos, os vetores podem ser decompostos em um espaço bidimensional através da transformada de Clarke nos eixos α e β (BARBI, 1985). Por ser uma estratégia que permite a redução do número de comutações dos interruptores e do conteúdo harmônico da tensão de saída, através do ajuste da sequência de comutação, essa estratégia é largamente utilizada em conversores multiníveis.

O processo de implementação da estratégia de modulação vetorial consiste em três estágios distintos. Primeiramente, um conjunto de vetores deve ser escolhido para sintetizar a tensão de saída. De forma geral, os três vetores mais próximos à tensão de referência são escolhidos em sistemas trifásicos. O segundo estágio consiste no cálculo do tempo de aplicação de cada vetor, de forma que o valor médio da tensão de referência, em um período de comutação, pode ser sintetizado na saída do conversor. Por fim, a sequência de implementação dos vetores é definida. Nesse caso, estados redundantes são utilizados a fim de atingir objetivos específicos de operação.

Por exemplo, Jiang et al (2018) apresentaram um sistema híbrido, composto por baterias e capacitores de camada dupla (EDLC – *Electric Double Layer Capacitor*). Esses elementos são integrados através de um conversor multinível com módulos em ponte completa conectados em cascata, de acordo com a Figura 16. Essa configuração é capaz de operar de diferentes modos, de acordo com as demandas de potência das baterias e dos capacitores:

Figura 16 – Sistema de armazenamento de energia híbrido. (a) Conversor com módulos em ponte completa conectados em cascata. (b) Modo de alta potência na saída. (c) Modo de operação normal. (d) Modo de operação com absorção de potência.



Fonte: (Próprio autor).

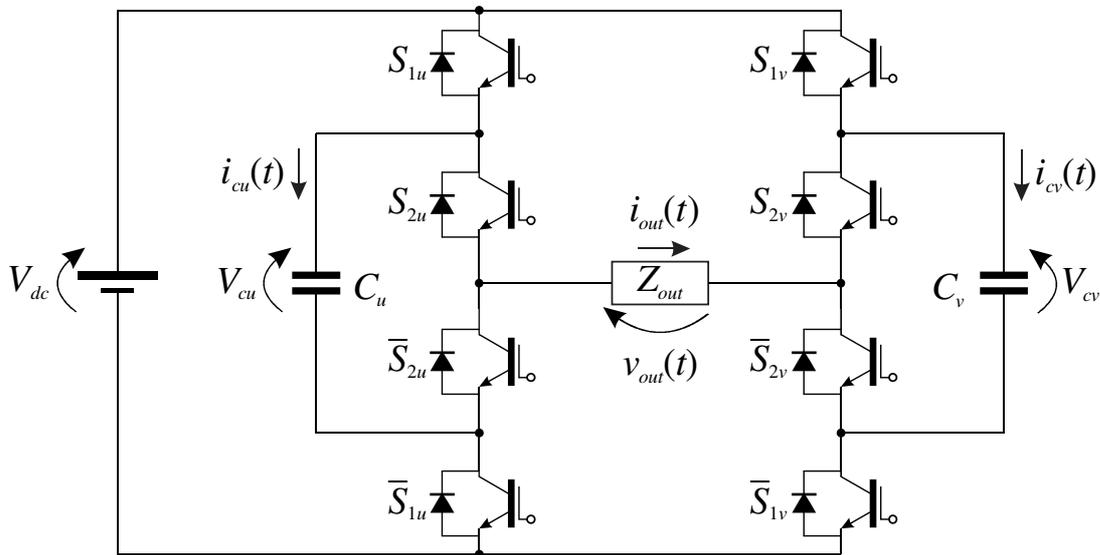
- Modo de operação normal: nesse modo de operação, ilustrado na Figura 16 (b), as baterias fornecem a potência ativa necessária para a carga, enquanto os capacitores transferem energia para manutenção da tensão da bateria;
- Modo de operação com absorção de potência: nesse caso, modo de operação, as baterias fornecem a potência ativa para a carga, de acordo com a Figura 16 (c). Os capacitores descarregam até atingir o limite mínimo de tensão, enquanto a bateria compensa os efeitos da queda de tensão dos capacitores;
- Modo de operação com absorção de potência: nesse caso, apresentado na Figura 16 (d), os capacitores absorvem toda a energia da rede para proteger a bateria. Essa energia pode ser liberada durante o modo de alta potência na saída.

Dessa forma, o autor emprega uma técnica de modulação vetorial para o cálculo dos tempos de aplicação de cada um dos vetores do espaço das tensões de saída do conversor, e os estados redundantes são utilizados para a distribuição de potência entre os elementos armazenadores. Nesse sentido, essa técnica possui grande potencial em aplicações com baterias de segunda vida, de forma que os estados redundantes do conversor podem ser

utilizados para o controle do fluxo de potência entre os módulos de topologias com módulos conectados em cascata.

De forma análoga, uma estratégia de modulação vetorial foi implementada por Saccol et al (2019) para um conversor multinível assimétrico com capacitores flutuantes em estrutura ponte completa, de acordo com a Figura 17. Nesse caso, os autores definem uma metodologia para a determinação das tensões dos capacitores flutuantes que resultam em níveis igualmente espaçados para a tensão de saída do conversor. A partir disso, uma estratégia de modulação vetorial foi definida para a regulação das tensões dos capacitores flutuantes, utilizando-se os estados redundantes do conversor.

Figura 17 – Conversor multinível com capacitores flutuantes em estrutura ponte completa.



Fonte: Adaptado de (SACCOL et al., 2019).

Considerando-se $V_{cu} = V_{dc}/2$ e $V_{cv} = V_{dc}/4$, é possível sintetizar nove níveis de tensão igualmente espaçados na saída do conversor. O impacto dos vetores positivos sobre as tensões dos capacitores flutuantes é apresentado na Tabela 6, considerando-se a corrente de saída $i_{out}(t)$ positiva. Apesar de o vetor V_0 apresentar dois estados redundantes ($V_{0,1}$ e $V_{0,2}$), estes não afetam as tensões sobre os capacitores flutuantes. Em contrapartida, o vetor V_1^+ possui três estados redundantes ($V_{1,1}^+$, $V_{1,2}^+$ e $V_{1,3}^+$) e o vetor V_2^+ possui dois estados redundantes ($V_{2,1}^+$ e $V_{2,2}^+$). O vetor V_3^+ não apresenta estados redundantes e afeta a tensão sobre o capacitor C_v . Por fim, o vetor V_4^+ não afeta a tensão sobre os capacitores.

Tabela 6 – Impacto dos vetores positivos sobre as tensões dos capacitores flutuantes, considerando $i_{out}(t) > 0$, $V_{cu} = V_{dc}/2$ e $V_{cv} = V_{dc}/4$.

Vetor	Estado redundante	C_u	C_v	$v_{out}(t)$
V_0	$V_{0,1}$	-	-	0
	$V_{0,2}$	-	-	
V_1^+	$V_{1,1}^+$	↑	↑	$\frac{V_{dc}}{4}$
	$V_{1,2}^+$	↓	↑	
	$V_{1,3}^+$	-	↓	
V_2^+	$V_{2,1}^+$	↑	-	$\frac{V_{dc}}{2}$
	$V_{2,2}^+$	↓	-	
	V_3^+	-	↑	$\frac{3V_{dc}}{4}$
V_4^+		-	-	V_{dc}
↑ (carrega), ↓ (descarrega), - (inalterado)				

Fonte: Adaptado de (SACCOL et al., 2019).

É possível verificar que o capacitor flutuante C_u não apresenta problemas em relação ao balanceamento de tensão. Por exemplo, quando for necessária a aplicação do vetor v_1^+ , o tempo de aplicação dos estados redundantes pode ser igualmente dividido entre $v_{1,1}^+$ e $v_{1,2}^+$. Como resultado, a contribuição do vetor v_1^+ sobre a tensão do capacitor é igual a zero, em um período de comutação.

O processo de balanceamento para o capacitor C_v apresenta algumas peculiaridades, visto que o vetor v_3^+ não apresenta estados redundantes e afeta a tensão sobre esse capacitor. Assim, a estratégia de modulação vetorial implementada por Saccol et al garante que os efeitos causados pelo vetor v_3^+ sejam compensados pelo vetor v_1^+ , cujos estados redundantes permitem o controle da tensão do capacitor C_v . Assim, os autores definem a região de operação do conversor onde essa condição é satisfeita para a estratégia de modulação vetorial implementada.

2.3.2 Balanceamento de potência interfásorial

Em configurações trifásicas, é possível adicionar uma componente de sequência zero a cada uma das fases do conversor para atingir a distribuição de potência desejada. No entanto,

a amplitude dessa componente aumenta à medida que as diferenças entre os parâmetros das baterias tornam-se mais severas, limitando a capacidade de redistribuição de potência do conversor. Nesse contexto, alguns trabalhos promovem modificações nas formas de onda de sequência zero e na forma de operação do conversor, possibilitando a operação com maiores níveis de desbalanceamento de potência.

2.3.2.1 Configuração estrela

Um CHBMC trifásico conectado em estrela é apresentado na Figura 18. Essa configuração é construída por três braços com n módulos conectados à uma rede elétrica balanceada através de um filtro indutivo. A injeção de uma componente fundamental de tensão de sequência zero é uma técnica bastante usual para a redistribuição de potência em sistemas trifásicos conectados em estrela (ZHAO e CHEN, 2020; MAO et al., 2020). A notação fasorial pode ser utilizada para descrever esse fenômeno, visto que apenas as componentes fundamentais contribuem para a transferência de potência ativa. Um fasor é usualmente representado em negrito e descreve o valor de amplitude e de fase de sinais senoidais. Assim as tensões da rede elétrica:

$$\begin{cases} v_a(t) = \sqrt{2}V_a^{rms} \sin(\omega t) \\ v_b(t) = \sqrt{2}V_b^{rms} \sin(\omega t - 120^\circ) , \\ v_c(t) = \sqrt{2}V_c^{rms} \sin(\omega t + 120^\circ) \end{cases} \quad (11)$$

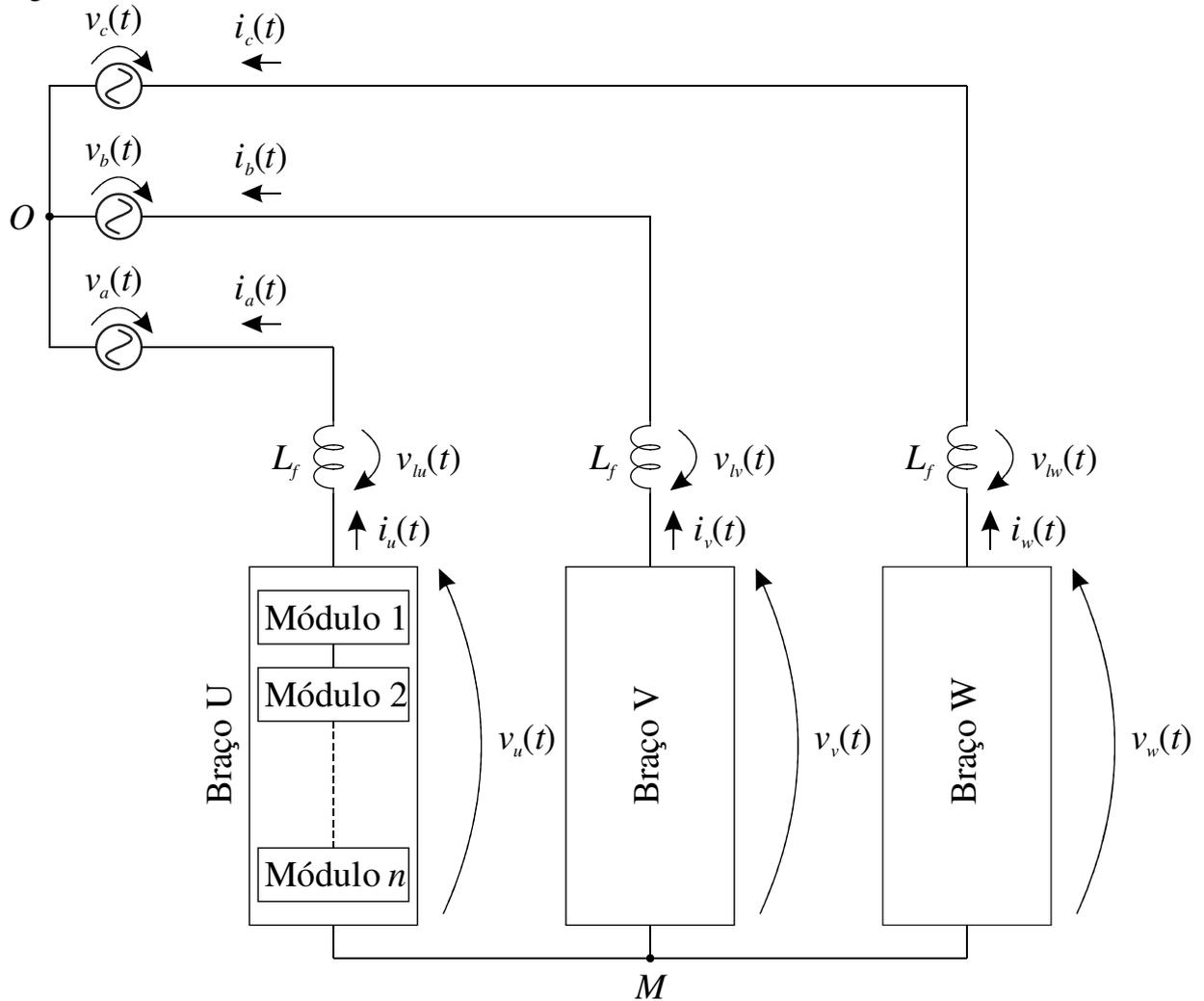
podem ser representadas fasorialmente através de:

$$\begin{cases} \mathbf{V}_a = V_a^{rms} \angle 0^\circ \\ \mathbf{V}_b = V_b^{rms} \angle -120^\circ . \\ \mathbf{V}_c = V_c^{rms} \angle 120^\circ \end{cases} \quad (12)$$

Em que ω é a frequência angular da tensão da rede elétrica e t representa o tempo. V_a^{rms} , V_b^{rms} e V_c^{rms} representam o valor eficaz das tensões da rede elétrica $v_a(t)$, $v_b(t)$ e $v_c(t)$, nessa ordem.

Da mesma forma, as correntes na rede elétrica, calculadas por:

Figura 18 – Conversor trifásico conectado em estrela.



Fonte: (Próprio autor).

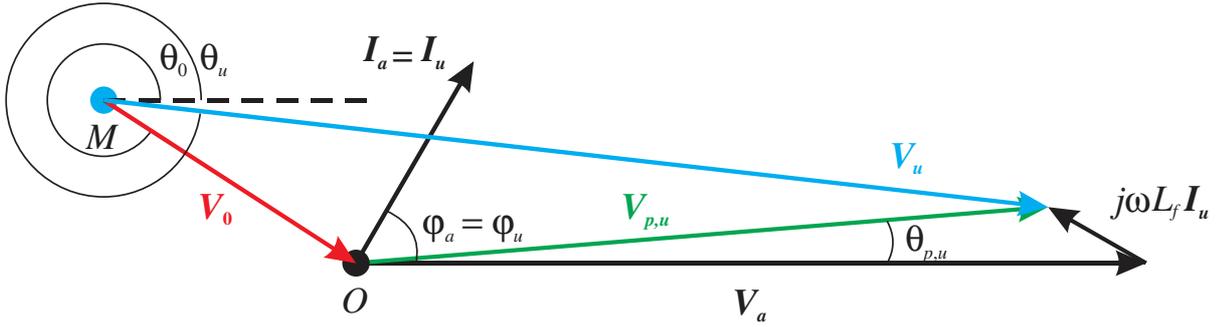
$$\begin{cases} i_a(t) = \sqrt{2}I_a^{rms} \text{sen}(\omega t + \varphi_a) \\ i_b(t) = \sqrt{2}I_b^{rms} \text{sen}(\omega t - 120^\circ + \varphi_a) = \sqrt{2}I_b^{rms} \text{sen}(\omega t + \varphi_b) , \\ i_c(t) = \sqrt{2}I_c^{rms} \text{sen}(\omega t + 120^\circ + \varphi_a) = \sqrt{2}I_c^{rms} \text{sen}(\omega t + \varphi_c) \end{cases} \quad (13)$$

podem ser representadas fasorialmente por:

$$\begin{cases} \mathbf{I}_a = I_a^{rms} \angle \varphi_a \\ \mathbf{I}_b = I_b^{rms} \angle \varphi_b . \\ \mathbf{I}_c = I_c^{rms} \angle \varphi_c \end{cases} \quad (14)$$

Em que φ_a , φ_b e φ_c são as defasagens das correntes elétricas em relação à tensão da rede elétrica $v_a(t)$. I_a^{rms} , I_b^{rms} e I_c^{rms} representam o valor eficaz das correntes $i_a(t)$, $i_b(t)$ e $i_c(t)$, respectivamente.

Figura 19 – Representação fasorial das tensões e correntes do braço u do conversor conectado em estrela.



Fonte: (Próprio autor).

O diagrama fasorial das tensões e das correntes para o braço u do conversor da Figura 18 é apresentado na Figura 19. Nesse caso, V_u é a representação fasorial da tensão $v_u(t)$, cuja defasagem angular em relação à V_a é igual a θ_u . $V_{p,u}$ é a parcela de sequência positiva de V_u enquanto a parcela de sequência zero é definida por V_0 . A corrente injetada na rede elétrica $i_a(t)$ é igual à corrente de saída do conversor $i_u(t)$, representadas por I_a ou I_u . φ_u é a defasagem entre I_u e V_a , que é igual ao valor do fator de deslocamento da rede elétrica φ_a . Por fim, $\theta_{p,u}$ é a defasagem de $V_{p,u}$ e θ_0 é a defasagem de V_0 , ambas em relação à V_a .

Estendendo-se os conceitos apresentados na para os braços v e w , é possível organizar as equações que representam as tensões de saída do conversor $v_u(t)$, $v_v(t)$ e $v_w(t)$ na forma fasorial por, respectivamente:

$$\begin{cases} V_u = V_u^{rms} \angle \theta_u = V_{p,u}^{rms} \angle \theta_{p,u} + V_0^{rms} \angle \theta_0 \\ V_v = V_v^{rms} \angle \theta_v = V_{p,v}^{rms} \angle \theta_{p,v} + V_0^{rms} \angle \theta_0, \\ V_w = V_w^{rms} \angle \theta_w = V_{p,w}^{rms} \angle \theta_{p,w} + V_0^{rms} \angle \theta_0 \end{cases} \quad (15)$$

em que V_k^{rms} , $V_{p,k}^{rms}$ e V_0^{rms} representam o valor eficaz dos fasores V_k , $V_{p,k}$ e V_0 , nessa ordem, para $k = u, v, w$. $\theta_{p,k}$ é a defasagem de $V_{p,k}$ e θ_k é a defasagem de V_k em relação à tensão da rede elétrica da fase a. Reescrevendo-se (15) na forma temporal obtém-se:

$$\begin{cases} v_u(t) = \sqrt{2} V_u^{rms} \sin(\omega t + \theta_u) = \sqrt{2} V_{p,u}^{rms} \sin(\omega t + \theta_{p,u}) + \sqrt{2} V_0^{rms} \sin(\omega t + \theta_0) \\ v_v(t) = \sqrt{2} V_v^{rms} \sin(\omega t + \theta_v) = \sqrt{2} V_{p,v}^{rms} \sin(\omega t + \theta_{p,v}) + \sqrt{2} V_0^{rms} \sin(\omega t + \theta_0), \\ v_w(t) = \sqrt{2} V_w^{rms} \sin(\omega t + \theta_w) = \sqrt{2} V_{p,w}^{rms} \sin(\omega t + \theta_{p,w}) + \sqrt{2} V_0^{rms} \sin(\omega t + \theta_0) \end{cases} \quad (16)$$

Assim, é possível calcular os valores de V_0^{rms} e θ_0 , definidos em (15) e (16) para o controle da transferência de potência entre os braços do conversor. As potências produzidas pela tensão de sequência zero, em cada um dos braços do conversor, são definidas por:

$$\begin{cases} \Delta P_u = V_0^{rms} I_u^{rms} \cos(\theta_0 - \varphi_u) \\ \Delta P_v = V_0^{rms} I_v^{rms} \cos(\theta_0 - \varphi_v) \\ \Delta P_w = V_0^{rms} I_w^{rms} \cos(\theta_0 - \varphi_w) \end{cases} \quad (17)$$

Em que φ_v e φ_w são as defasagens de $i_v(t)$ e $i_w(t)$, respectivamente, em relação à tensão da rede elétrica $v_a(t)$. I_u^{rms} , I_v^{rms} e I_w^{rms} representam o valor eficaz das correntes $i_u(t)$, $i_v(t)$ e $i_w(t)$, nessa ordem.

No entanto, a adição de uma componente de sequência zero promove um aumento na tensão de saída do conversor. Assim, para evitar que ocorram sobremodulações nas tensões de saída do conversor, o somatório das tensões das baterias deve ser sempre maior que o valor máximo de tensão desejado na saída de cada um dos braços:

$$\max(\sqrt{2}V_u^{rms}, \sqrt{2}V_v^{rms}, \sqrt{2}V_w^{rms}) \leq \sum_{j=1}^n V_{dc,kj}, k = u, v, w \quad (18)$$

Em que $V_{dc,kj}$ é a tensão da j -ésima bateria do braço k .

Nesse sentido, alguns trabalhos propõem estratégias para aumentar a capacidade dos conversores de operarem sem sobremodulação. Usualmente, os autores promovem modificações nas formas de onda da tensão de sequência zero sem que a redistribuição de potência seja alterada. A Tabela 7 apresenta as principais formas de onda de tensão de sequência zero já propostas na literatura.

2.3.2.1 Configuração delta

A configuração delta é montada a partir da conexão do conversor de acordo com a Figura 20. De forma geral, quando comparada à conexão estrela, a configuração delta deve ser construída por componentes de maior tensão ou por uma maior quantidade de módulos conectados em cascata, visto que cada um desses módulos deve ser capaz de suportar a tensão de linha da rede elétrica (YU et al., 2017). Nesse caso, a redistribuição de potência é implementada através da injeção de uma componente de corrente de sequência zero.

Tabela 7 – Estratégias de injeção de tensão de sequência zero.

(Continua)

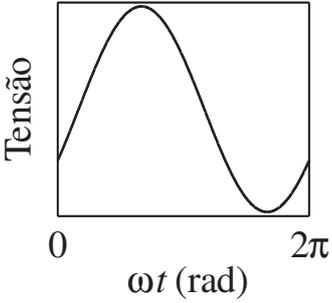
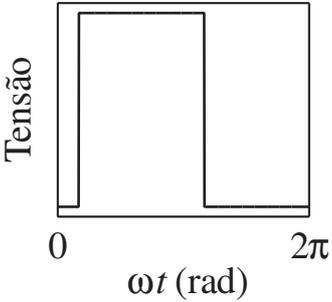
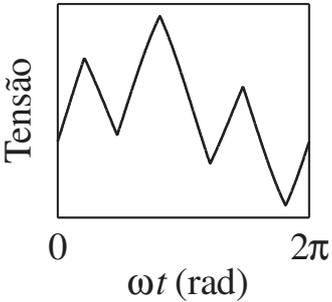
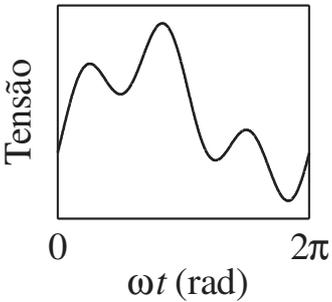
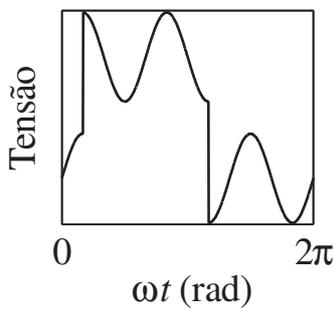
Forma de onda	Características
<p style="text-align: center;">Senoidal</p> 	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Consolidada e largamente utilizada em aplicações fotovoltaicas; ✓ Garante a distribuição de potência desejada ✓ Grande simplicidade de implementação; ✗ Aumento considerável no valor máximo da tensão de saída em condições severas de desbalanceamento de potência.
<p style="text-align: center;">Quadrada</p> 	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Garante a distribuição de potência desejada; ✓ Simplicidade de implementação; ✗ O aumento da tensão de saída é superior ao da forma de onda senoidal em condições severas de desbalanceamento.
<p style="text-align: center;">Mínimo-máximo</p> 	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Simplicidade de implementação; ✗ Garante a distribuição de potência apenas para pequenos graus de desbalanceamento; ✗ Em caso de diferenças consideráveis entre as potências de cada um dos braços, as tensões de referência devem ser ajustadas através de métodos numéricos.
<p style="text-align: center;">Terceiro harmônico duplo</p> 	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Consolidada e largamente utilizada em aplicações de acionamento de motores; ✓ Injeção de uma componente na frequência fundamental associada a uma terceira harmônica diminui significativamente a tensão de saída de cada braço.

Tabela 5 – Estratégias de injeção de tensão de sequência zero.

(Conclusão)

Forma de onda	Características
<p style="text-align: center;">Ótima</p>  <p style="text-align: center;">Tensão</p> <p style="text-align: center;">ωt (rad)</p>	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Desenvolvida para garantir a maior redução possível da tensão de saída dos braços; ✗ Complexidade de implementação.

Fonte: Adaptado de (SOCHOR e AKAGI, 2016).

A representação fasorial das tensões e correntes no braço u da configuração delta é mostrada na Figura 21. A tensão de linha V_{ab} é determinada através da diferença entre as tensões da rede elétrica V_a e V_b . A corrente no braço u $i_u(t)$, representada por I_u , é resultado da soma fasorial entre as correntes de sequência positiva $I_{u,p}$ e de sequência zero I_0 . A tensão de saída do braço u $v_u(t)$, representada por V_u , é determinada pela queda na tensão de linha V_{ab} causada pelo filtro L_f . φ_u , $\varphi_{p,u}$ e φ_0 são as defasagens das correntes I_u , $I_{p,u}$ e I_0 , nessa ordem, em relação à tensão V_a .

De forma análoga à seção anterior, é possível estender o diagrama da Figura 21 para obter as correntes que circulam sobre os braços v e w :

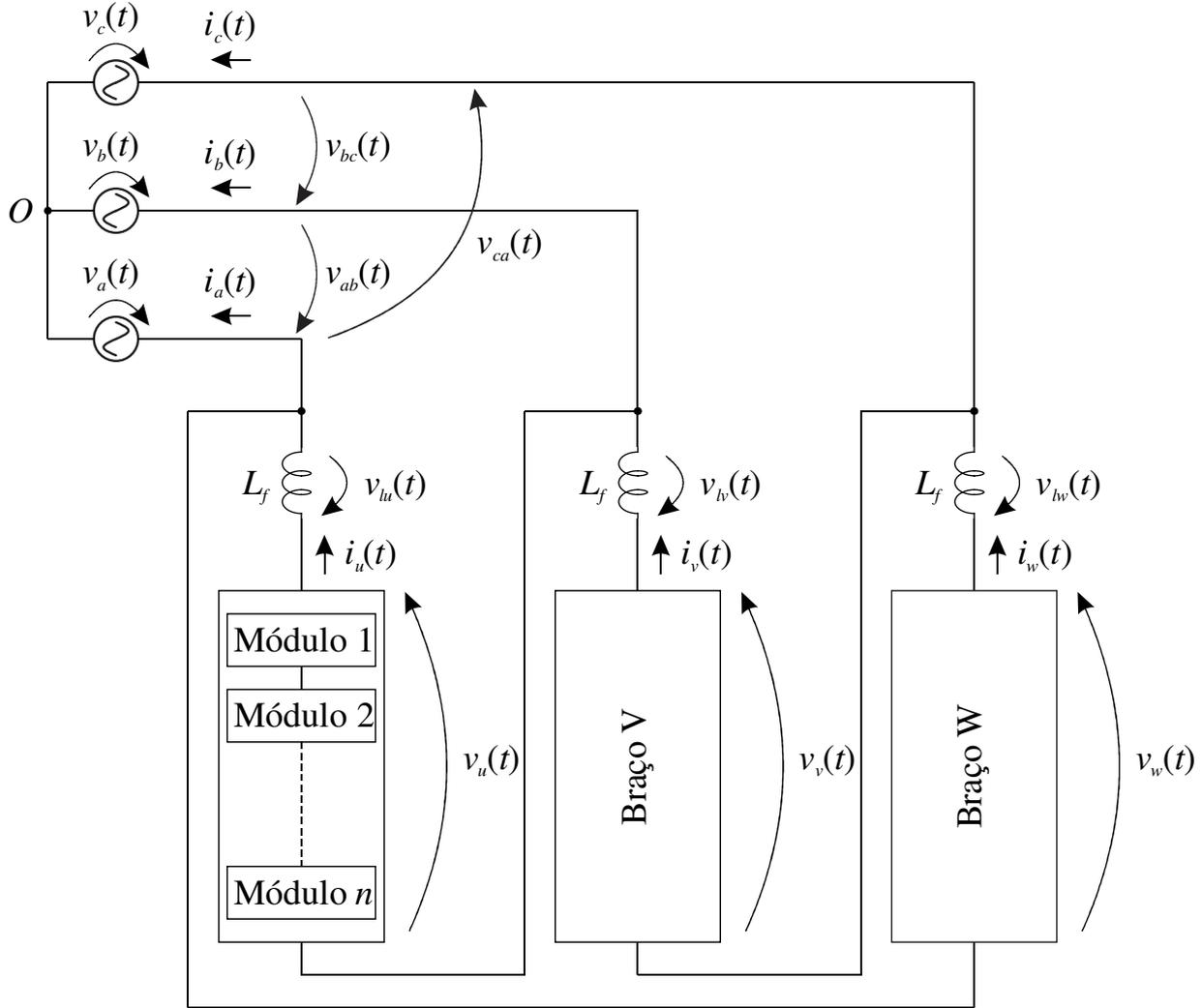
$$\begin{cases} I_u = I_u^{rms} \angle \varphi_u = I_{p,u}^{rms} \angle \varphi_{p,u} + I_0^{rms} \angle \varphi_0 \\ I_v = I_v^{rms} \angle \varphi_v = I_{p,v}^{rms} \angle \varphi_{p,v} + I_0^{rms} \angle \varphi_0 \\ I_w = I_w^{rms} \angle \varphi_w = I_{p,w}^{rms} \angle \varphi_{p,w} + I_0^{rms} \angle \varphi_0 \end{cases}, \quad (19)$$

que pode ser reescrita na forma temporal:

$$\begin{cases} i_u(t) = \sqrt{2} I_{p,u}^{rms} \sin(\omega t + \varphi_u) + \sqrt{2} I_0^{rms} \sin(\omega t + \varphi_0) \\ i_v(t) = \sqrt{2} I_{p,v}^{rms} \sin(\omega t + \varphi_v) + \sqrt{2} I_0^{rms} \sin(\omega t + \varphi_0) \\ i_w(t) = \sqrt{2} I_{p,w}^{rms} \sin(\omega t + \varphi_w) + \sqrt{2} I_0^{rms} \sin(\omega t + \varphi_0) \end{cases}. \quad (20)$$

Em que $I_{p,u}^{rms}$, $I_{p,v}^{rms}$ e $I_{p,w}^{rms}$ representam o valor eficaz da parcela de sequência positiva das correntes $i_u(t)$, $i_v(t)$ e $i_w(t)$, respectivamente. I_0^{rms} é o valor eficaz da parcela de corrente de

Figura 20 – Conversor trifásico conectado em delta.



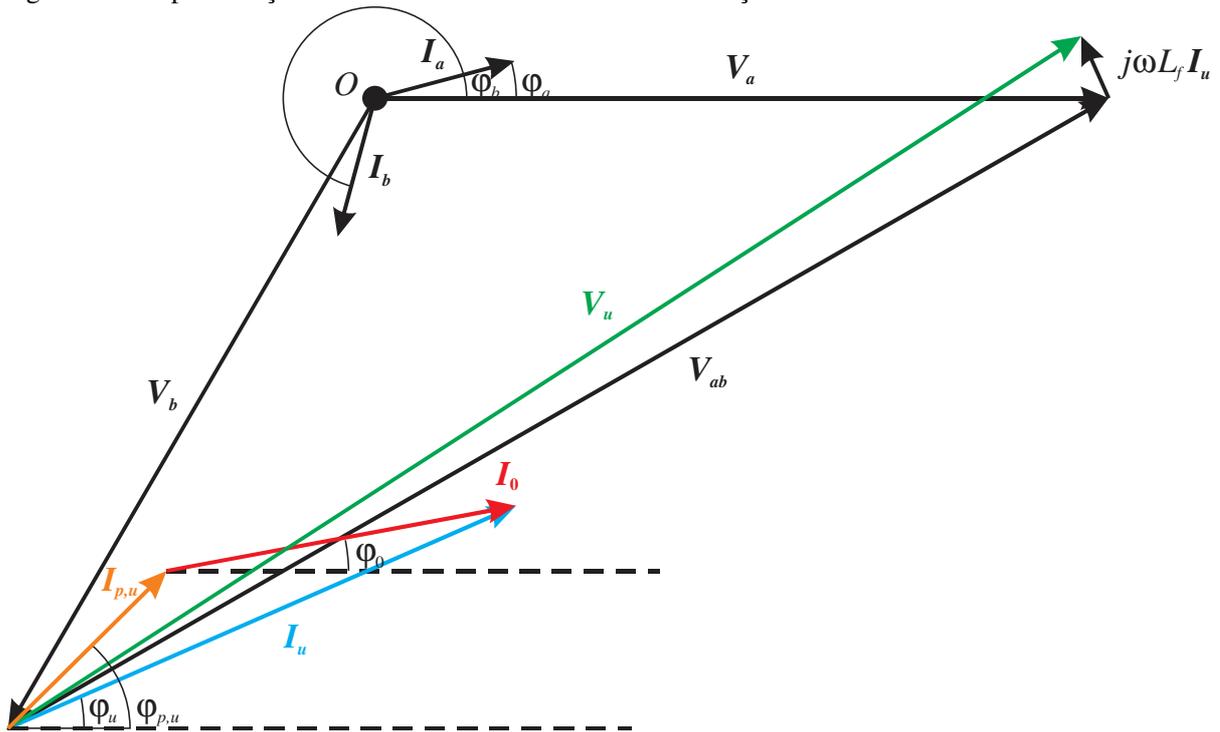
Fonte: (Próprio autor).

sequência zero que circula no sistema conectado em delta. De forma análoga à (17), a potência sintetizada pela corrente de sequência zero é definida por:

$$\begin{cases} \Delta P_u = V_{p,u}^{rms} I_0^{rms} \cos(\theta_{p,u} - \varphi_0) \\ \Delta P_v = V_{p,v}^{rms} I_0^{rms} \cos(\theta_{p,v} - \varphi_0) \\ \Delta P_w = V_{p,w}^{rms} I_0^{rms} \cos(\theta_{p,w} - \varphi_0) \end{cases} \quad (21)$$

Nesse caso, uma parcela de corrente é adicionada às três fases do conversor. Assim, a capacidade de redistribuição de potência é limitada pelo valor eficaz da corrente que circula sobre os semicondutores. Em síntese as principais diferenças entre as conexões estrela e delta são enumeradas na Tabela 8, considerando-se que ambas as configurações são conectadas em redes elétricas perfeitamente equilibradas, cujo valor eficaz da tensão de fase é igual a 1 pu.

Figura 21 – Representação fasorial das tensões e correntes no braço u do conversor conectado em delta.



Fonte: (Próprio autor).

Tabela 8 – Comparação entre as conexões delta e estrela.

Configuração	Estrela	Delta
Potência trifásica	3 pu	
Corrente eficaz de cada braço	1 pu	$\frac{1}{\sqrt{3}}$ pu
Tensão mínima do barramento	$\sqrt{2}$ pu	$\sqrt{6}$ pu
Balanceamento de potência	Tensão de sequência zero	Corrente de sequência zero
Limitação de balanceamento	Tensão do barramento	Corrente dos semicondutores

Fonte: (Próprio autor).

Note que a configuração delta deve suportar a tensão de linha da rede elétrica, de forma que a tensão mínima do barramento para essa configuração deve ser $\sqrt{3}$ vezes superior à tensão do barramento para a conexão estrela.

Uma análise comparativa detalhada a respeito da capacidade de distribuição de potência entre as configurações estrela e delta é apresentada por Sochor e Akagi, em 2016. Esses autores demonstram que o valor da amplitude da corrente de sequência zero I_0^m diminui de forma proporcional ao valor da potência trifásica $P_{3\phi}$ do conversor. Assim, é possível operar conversores conectados em delta com maiores graus de desbalanceamento, através do

ajuste da potência trifásica do conversor. No entanto, esse trabalho não forneceu alternativas para tratar desses desbalanceamentos mantendo a potência nominal de operação.

2.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Baterias de veículos elétricos apresentam potencial significativo para aplicações de segunda vida. Nesse sentido, esse capítulo apresentou inicialmente exemplos de projetos direcionados ao reaproveitamento dessas baterias, contribuindo na geração de uma economia sustentável. Em seguida, as principais configurações de conversores com características modulares foram analisadas, para utilização em sistemas de armazenamento de energia. Verificou-se que a topologia CHBMC apresenta características interessantes para aplicação em sistemas de armazenamento de energia com baterias de segunda vida, permitindo o controle da taxa de carregamento e de descarregamento das baterias de forma individual e com relativa simplicidade. As principais estratégias de modulação utilizadas em conversores CHBMC também foram demonstradas, destacando-se que a SVM possibilita que os tempos de aplicação dos estados redundantes do conversor sejam calculados com grande flexibilidade para o controle do fluxo de potência entre os módulos do conversor. Por fim, uma análise comparativa detalhada acerca da capacidade de distribuição de potência interfásorial foi realizada para as configurações trifásicas, demonstrando a capacidade da conexão delta em operar com elevados níveis de desbalanceamento. Nesse sentido, o próximo capítulo descreve detalhadamente a estratégia SVM implementada em um conversor CHBMC para o controle do fluxo de potência intermodular. Uma metodologia de distribuição de potência interfásorial para uma configuração conectada em delta também é proposta.

3 APLICAÇÃO DO CONVERSOR MULTINÍVEL COM MÓDULOS EM PONTE COMPLETA CONECTADOS EM CASCATA EM SISTEMAS DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA DE SEGUNDA VIDA

Sistemas de armazenamento de energia com baterias de segunda vida podem ser utilizados em aplicações estacionárias, como integração de energia renováveis, regulação de frequência e transferência de energia. De forma geral, um sistema de armazenamento de energia é constituído por três elementos principais:

- a) armazenadores de energia;
- b) conversores de energia;
- c) componentes auxiliares (resfriamento, proteção, monitoramento, etc.)

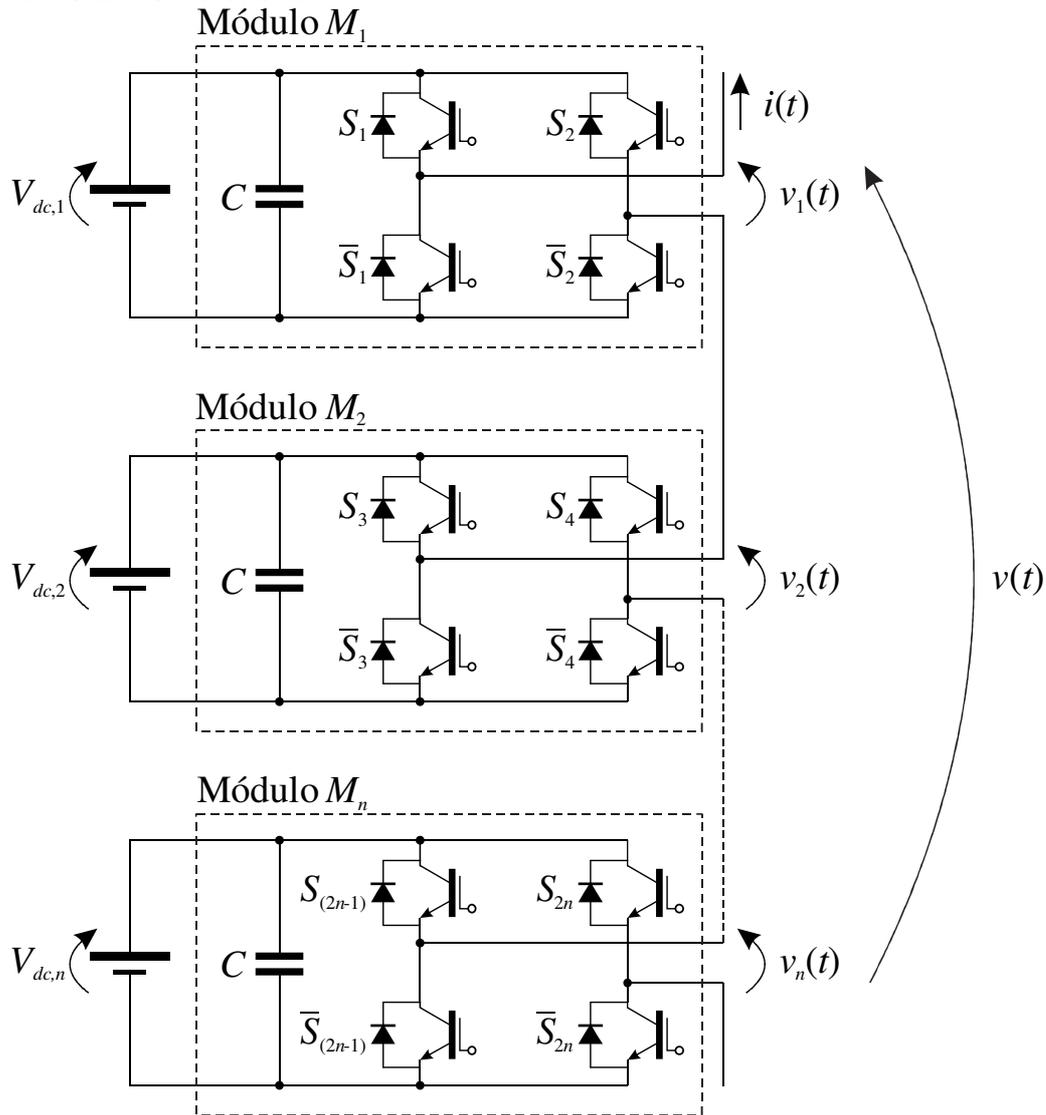
Em aplicações de armazenamento de energia com baterias de segunda vida, os conversores são ainda responsáveis pelo controle do fluxo de potência entre as baterias, a fim de evitar carregamentos e descarregamentos excessivos desses componentes. Assim, a próxima seção dedica-se à apresentação de uma estratégia de modulação vetorial capaz de minimizar a distorção da tensão de saída do conversor em caso de desequilíbrio na distribuição de potência entre as baterias. Uma técnica de distribuição de potência interfasorial também é apresentada.

3.1 ESTRATÉGIA DE BALANCEAMENTO DE POTÊNCIA INTERMODULAR

CHBMC são alternativas interessantes para sistemas de armazenamento de energia, visto que as baterias podem ser diretamente conectadas à entrada CC de cada um dos n módulos da estrutura, de acordo com a Figura 22. Como essa estratégia repete-se para cada uma das fases do conversor, optou-se por realizar uma abordagem sobre uma estrutura monofásica, suprimindo-se o índice k . Assim, em configurações com baterias de segunda vida, a demanda de potência de um módulo j é definida em função do indicador de desbalanceamento ρ_j ($j = 1, 2, \dots, n$):

$$\rho_j = \begin{cases} \frac{Q_{max,j} SOC_{e,j} V_{dc,j}}{\sum_{\gamma=1}^n Q_{max,\gamma} SOC_{e,\gamma} V_{dc,\gamma}}, \text{ descarregamento} \\ \frac{Q_{max,j} (1 - SOC_{e,j}) V_{dc,j}}{\sum_{\gamma=1}^n Q_{max,\gamma} (1 - SOC_{e,\gamma}) V_{dc,\gamma}}, \text{ carregamento} \end{cases} \quad (22)$$

Figura 22 – CHBMC monofásico.



Fonte: (Próprio autor).

Observe que os indicadores de desbalanceamento entre os módulos ρ_j satisfazem a seguinte relação:

$$\rho_1 + \rho_2 + \dots + \rho_n = 1. \quad (23)$$

Usualmente, a tensão CC de entrada é igual para todos os módulos ($V_{dc,1} = V_{dc,2} = \dots = V_{dc,n} = V_{dc}$), garantindo que todos os semicondutores sejam submetidos aos mesmos níveis de tensão. Considerando-se a tensão de saída de cada um dos módulos $v_j(t)$ e a corrente de saída de cada braço $i(t)$, a potência média P_j que circula em cada unidade em ponte completa, durante um período fundamental T , é igual a:

$$P_j = \frac{1}{T} \int_{T_0}^{T_0+T} v_j(t) i(t) dt, \quad (24)$$

em que T_0 é o instante inicial do intervalo de tempo considerado.

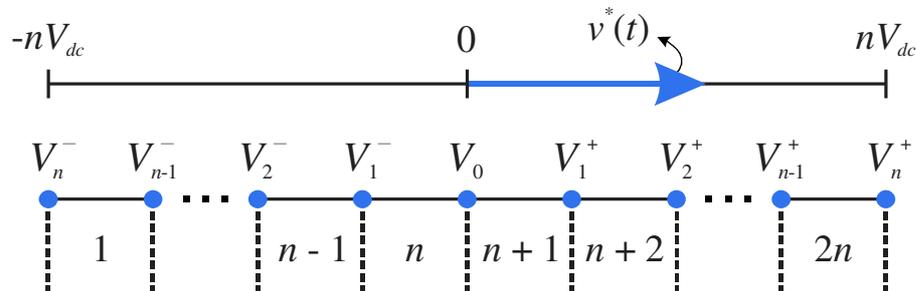
Observe que a corrente $i(t)$ é comum para todas as unidades em ponte completa. Dessa forma, as técnicas de distribuição de potência para CHBMC são usualmente realizadas através do ajuste da tensão de saída de cada um dos módulos (ZHAO et al., 2020; MONOPOLI et al., 2018; MARQUEZ et al., 2020). A estratégia de SVM apresenta grande potencial para essa tarefa, visto que é possível avaliar o impacto de cada estado de comutação sobre a potência instantânea dos módulos.

O diagrama vetorial para uma fase do conversor multinível com n módulos em ponte completa conectadas em cascata é apresentado na Figura 23. É possível observar n vetores positivos ($V_1^+, V_2^+, \dots, V_n^+$), n vetores negativos ($V_1^-, V_2^-, \dots, V_n^-$) e um vetor de amplitude zero (V_0), originando $2n$ diferentes setores. Embora os níveis de tensão da Figura 23 sejam apresentados como escalares, esses níveis podem ser referidos como vetores em um espaço unidimensional (\mathcal{R}^1). A tensão de referência é representada por $v^*(t)$ e é obtida por:

$$v^*(t) = nV_{dc}m_a \text{sen}(\omega t + \theta), \quad (25)$$

em que θ representa a defasagem da tensão de referência e m_a é o índice de modulação de amplitude, que varia de zero até a unidade, na região linear de operação.

Figura 23 - Espaço das tensões de saída para um CHBMC de $(2n + 1)$ níveis.



Fonte: (Próprio autor).

O valor médio da tensão de saída \bar{v} , em um período de comutação T_s , pode ser determinado através dos dois vetores mais próximos à tensão de referência $v^*(t)$:

$$\bar{v} = \frac{t_y}{T_s} V_y + \frac{t_z}{T_s} V_z, \quad (26)$$

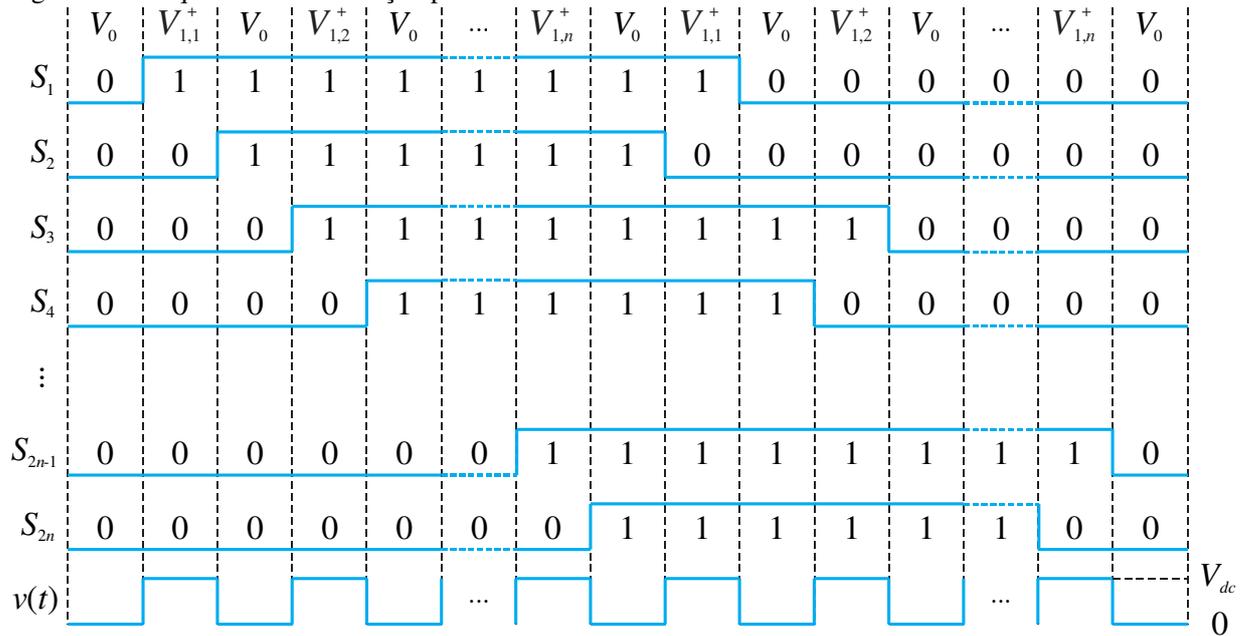
onde t_y e t_z são os tempos de aplicação dos dois vetores mais próximos à tensão de referência V_y e V_z , respectivamente. Dessa forma, os tempos de aplicação de cada vetor são obtidos utilizando-se a seguinte relação, para qualquer setor do espaço das tensões de saída do conversor:

$$\begin{bmatrix} t_y \\ t_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_y & V_z \\ 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} v^*(t) \\ 1 \end{bmatrix} T_s. \quad (27)$$

Note que, em alguns casos, os vetores representados na Figura 23 podem ser sintetizados através de diferentes combinações entre os interruptores. Conseqüentemente, a potência instantânea processada por cada módulo pode ser controlada através dessas redundâncias, enquanto a tensão de saída do conversor permanece inalterada. Para obter o tempo de aplicação dos estados redundantes, primeiramente é necessário definir a sequência de comutação do conversor. Neste trabalho, a sequência de comutação foi escolhida de forma que resulte em um desempenho similar à estratégia PSPWM para a mesma distribuição de potência entre os módulos, reproduzindo o efeito multiplicativo da frequência de comutação na tensão de saída do conversor (LI, WANG e LI, 2016). Além disso, essa técnica garante a troca de estado de apenas um módulo a cada período de comutação, impedindo a ocorrência de distorções indesejadas na tensão de saída do conversor.

A partir disso, é possível definir o tempo de aplicação dos estados redundantes para atingir a distribuição de potência desejada, em um período fundamental. Para sintetizar o vetor V_1^\dagger apresentado na Figura 23, apenas um dos módulos deve sintetizar uma tensão de saída positiva, resultando em uma tensão de saída nula para os $n - 1$ módulos restantes. Portanto, é possível definir o intervalo de tempo que cada módulo deve consumir/fornecer energia para/da carga em um período de comutação para atingir a distribuição de potência desejada.

Assim, a sequência de comutação é formulada de acordo com a Figura 24 para um setor $n + 1$, de forma similar à estratégia PSPWM. Nesse caso, 0 e 1 simbolizam os estados de condução de circuito aberto e de curto-circuito, respectivamente, para os interruptores $S_1, S_2, S_3, \dots, S_{2n}$. Observe que os interruptores com numeração ímpar apresentam as mesmas razões cíclicas, mas são defasadas de π/n . A mesma conclusão é válida para os interruptores de

Figura 24 – Sequência de comutação para o setor $n + 1$.

Fonte: (Próprio autor).

numeração par. Também é possível verificar o efeito multiplicativo na frequência de comutação da tensão de saída de cada braço.

Analisando-se o padrão de pulsos da estratégia PSPWM através de vetores, de acordo com a Figura 23, o número de estados redundantes para cada vetor é igual ao número de módulos n . Essa premissa é válida para todos os vetores, com exceção dos mais externos (V_n^+ e V_n^-) e do vetor V_0 , que não apresentam estados redundantes. Dessa forma, para replicar esse fenômeno para a estratégia SVM, os estados redundantes associados ao vetor V_1^+ são representados por $V_{1,1}^+$, $V_{1,2}^+$, ..., $V_{1,n}^+$.

Observe ainda que cada módulo em ponte completa é capaz de gerar o nível zero através de diferentes estados de comutação, de acordo com a Tabela 9, para o módulo M_1 . Como o efeito sobre a potência instantânea $p_1(t)$ é a mesma, este trabalho assume que ambos os estados que sintetizam o nível zero recebem a mesma nomenclatura. Esse método também é utilizado para definir as sequências de comutação dos outros setores. Finalmente, o tempo de aplicação de cada estado pode ser definido, como será descrito nas próximas seções para as topologias com dois e com três módulos conectados em cascata.

3.2.1 Configuração de dois módulos

A topologia com dois módulos em ponte completa conectados em cascata, mostrada na Figura 25, é especialmente interessante para uma análise inicial, por apresentar baixo

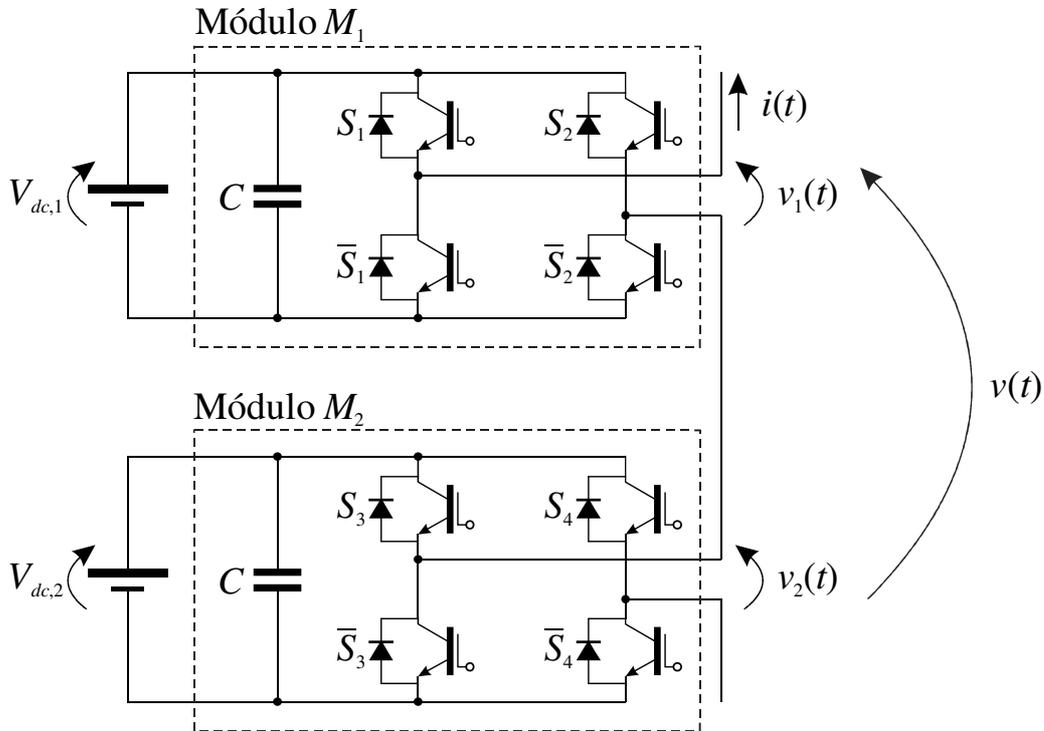
Tabela 9 - Estados de condução para o módulo M_1 .

S_1	S_2	$v_1(t)$	$p_1(t)$	
			$i(t) > 0$	$i(t) < 0$
0	0	0	0	0
0	1	$-V_{dc}$	-	+
1	0	V_{dc}	+	-
1	1	0	0	0

+ (positiva), - (negativa), 0 (nula).

Fonte: (Próprio autor).

Figura 25 – CHBMC com dois módulos.



Fonte: (Próprio autor).

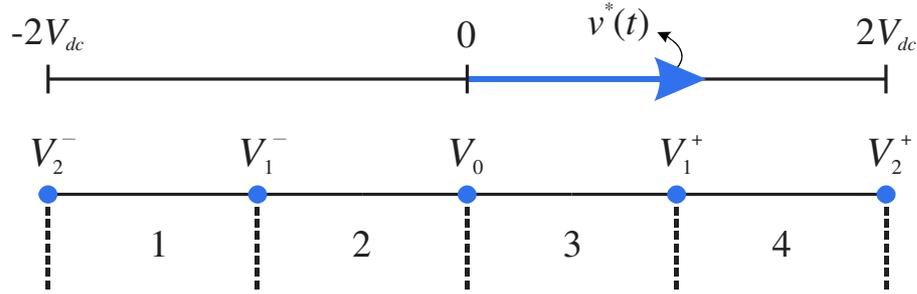
número de componentes e simplicidade. Dessa forma, considera-se que o diagrama vetorial da tensão de saída para essa estrutura é apresentado na Figura 26.

A potência dessa estrutura P , em um período da componente fundamental da tensão de saída, é calculada através da soma das potências individuais dos módulos, através de:

$$P = P_1 + P_2. \quad (28)$$

Assim, definindo-se a potência ativa média P_1 , processada pelo módulo M_1 , a potência P_2 , associada ao módulo M_2 é automaticamente definida:

Figura 26 – Espaço das tensões de saída para um CHBMC de cinco níveis.



Fonte: (Próprio autor).

$$P_2 = P - P_1. \quad (29)$$

Por essa razão, apenas os tempos de aplicação dos estados de condução que afetam a potência instantânea $p_1(t)$ do módulo M_1 devem ser determinados. Sem perda de generalidade, apenas os vetores positivos são analisados para o balanceamento de potência, dado que existe uma relação de simetria entre os vetores positivos e negativos. Em outras palavras, a contribuição dos vetores negativos para o balanceamento de potência é a mesma (em módulo) que a dos vetores positivos. Baseado nessa afirmação, a Tabela 10 apresenta os estados de condução do conversor da Figura 25 e suas respectivas contribuições para a potência instantânea dos módulos, considerando-se a corrente $i(t) \geq 0$.

Tabela 10 – Impacto dos vetores positivos sobre a potência instantânea dos módulos do conversor da Figura 25, considerando-se $i(t) \geq 0$.

Vetor	Estado	$(v_1(t), v_2(t))$	$p_1(t)$	$p_2(t)$	$v(t)$
	V_0	$(0, 0)$	0	0	0
V_1^+	$V_{1,1}^+$	$(V_{dc}, 0)$	+	0	V_{dc}
	$V_{1,2}^+$	$(0, V_{dc})$	0	+	
V_2^+		(V_{dc}, V_{dc})	+	+	$2V_{dc}$

Fonte: (Próprio autor).

É possível observar que existem cinco estados para sintetizar os três possíveis níveis da tensão de saída do conversor (desconsiderando-se os níveis negativos). O vetor V_0 não afeta a potência instantânea dos módulos. O vetor V_1^+ possui dois estados redundantes ($V_{1,1}^+$ e $V_{1,2}^+$) com efeitos diferentes sobre a potência instantânea de M_1 e de M_2 . Por fim, o vetor V_2^+ não apresenta estados redundantes, mas afeta a potência instantânea de ambos os módulos.

Para determinar os tempos de aplicação de cada um dos estados apresentados na Tabela 10, foram definidas equações baseadas em uma variável de controle $\delta_1(t)$, relacionada à quantidade de potência que deve ser processada pelo módulo M_1 , em que:

$$-1 \leq \delta_1(t) \leq 1. \quad (30)$$

Quanto mais próxima a variável $\delta_1(t)$ estiver de 1, maior é a quantidade de potência que deve ser destinada ao módulo M_1 . De forma contrária, uma menor quantidade de potência deve ser processada por esse módulo caso $\delta_1(t)$ aproximar-se de -1. De acordo com essa lógica, os módulos operam com os mesmos níveis de potência caso $\delta_1(t) = 0$.

Baseado em (SACCOL et al., 2019), é possível definir uma equação que relaciona a variável de controle $\delta_1(t)$ com o tempo de aplicação dos estados redundantes:

$$t_{1,1}^+ = \frac{t_1}{2} (1 + \text{sign}(p_1(t))\delta_1(t)), \quad (31)$$

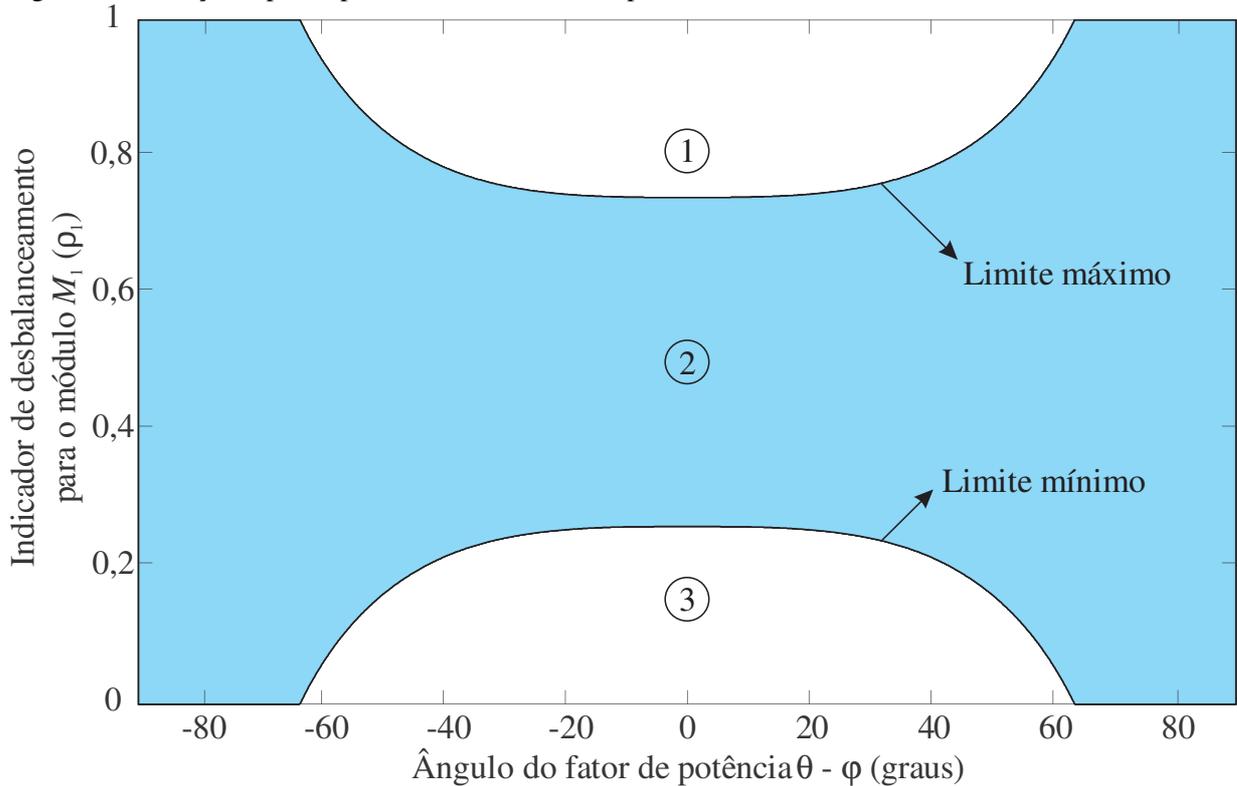
em que $t_{1,1}^+$ representa o tempo de aplicação do estado redundante $V_{1,1}^+$, $\text{sign}(p_1(t)) = -1$ para $p_1(t) < 0$ e $\text{sign}(p_1(t)) = 1$ para $p_1(t) > 0$. Se $p_1(t) = 0$, $\text{sign}(p_1(t)) = 0$. O tempo restante da aplicação do vetor V_1 é direcionado ao estado $V_{1,2}^+$:

$$t_{1,2}^+ = t_1 - t_{1,1}^+, \quad (32)$$

em que $t_{1,2}^+$ é o tempo de aplicação do estado $V_{1,2}^+$.

Baseado nesse método, se $\delta_1(t) = -1$, nenhuma potência é processada pelo módulo M_1 , visto que somente o estado $V_{1,2}^+$ é utilizado (considerando-se $i(t) > 0$). De forma similar, considerando-se $\delta_1(t) = 0$, o estado $V_{1,1}^+$ é utilizado durante metade do período de comutação, enquanto o estado $V_{1,2}^+$ é utilizado durante a metade restante, e a potência é igualmente distribuída entre os módulos. De acordo com essa lógica, a capacidade máxima e a capacidade mínima de processamento de potência para o módulo M_1 são apresentadas na Figura 27, normalizadas em relação à potência total do conversor e considerando-se um índice de modulação de amplitude m_a igual a 0,8 e as defasagens da tensão e da corrente iguais a θ e φ , respectivamente. Nesse caso, o balanceamento de potência pode ser atingido somente na Região 2, onde os limites definidos em (30) são respeitados. Para obter o balanceamento de

Figura 27 – Solução espacial para o balanceamento de potência do módulo M_1 , considerando-se $m_a = 0,8$.



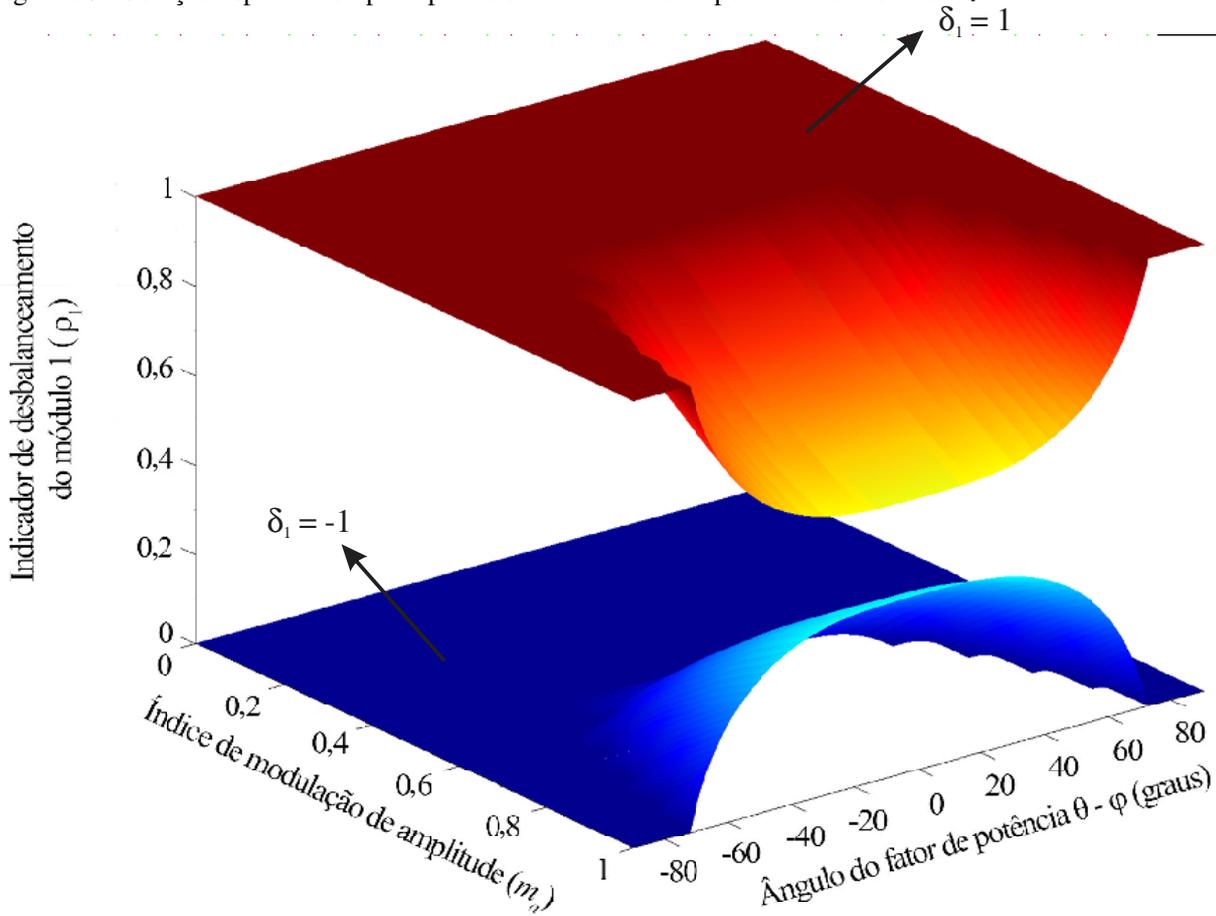
Fonte: (Próprio autor).

potência nas Regiões 1 e 3, o tempo total de aplicação dos estados redundantes deve exceder o período de comutação e o balanceamento não é praticável.

Estendendo-se os resultados obtidos na Figura 27 para qualquer valor de índice de modulação de amplitude m_a , a região de operação para o balanceamento de potência do módulo M_1 é apresentada na Figura 28. Esse resultado foi obtido considerando-se a operação do conversor em regime permanente. A região central entre as curvas representa a Região 2 da Figura 27, em que o balanceamento de potência é possível. Observe que a região de operação aumenta à medida que o índice de modulação de amplitude diminui. Esse efeito pode ser verificado através da Tabela 10, visto que o tempo de aplicação do vetor V_2^+ , que não possui estados redundantes para o balanceamento de potência, é menor à medida que o índice de modulação de amplitude diminui.

3.2.2 Configuração de três módulos

A análise da estrutura com três módulos em ponte completa conectados em cascata, de acordo com a Figura 29, é a próxima etapa para a construção de metodologia generalizada de balanceamento de potência. O diagrama vetorial dessa estrutura é apresentado na Figura 30.

Figura 28 - Solução espacial completa para o balanceamento de potência do módulo M_1 .

Fonte: (Próprio autor).

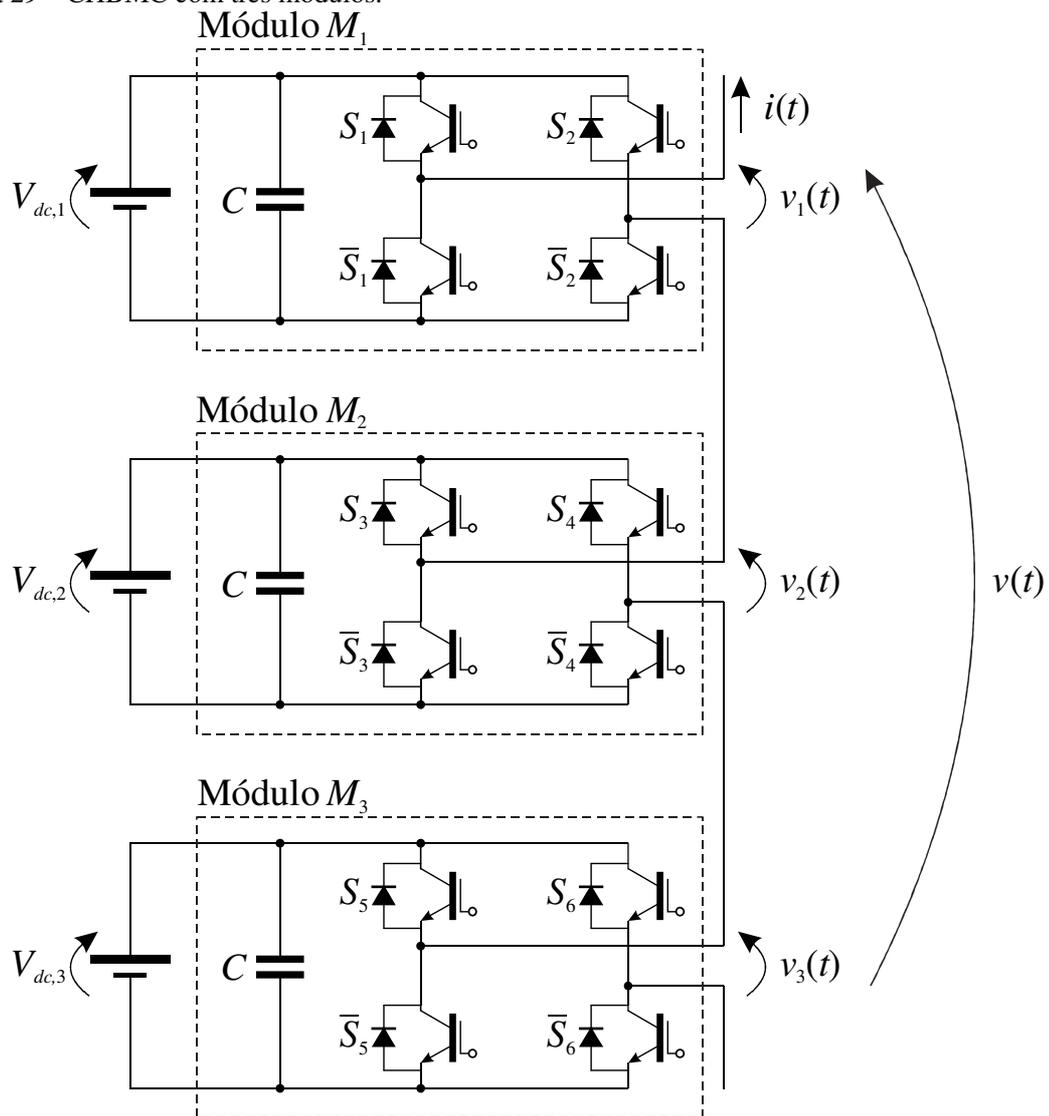
Os vetores positivos e suas contribuições para a potência instantânea dos módulos são apresentados na Tabela 11.

É possível observar que existem oito estados de condução para sintetizar quatro níveis de tensão de saída (desconsiderando-se os vetores negativos). O vetor V_0 não apresenta estados redundantes e não possui impacto sobre a distribuição de potência do conversor. Em contrapartida, os vetores V_1^+ e V_2^+ possuem três estados redundantes que afetam as potências instantâneas dos módulos. Por fim, o vetor V_3^+ não apresenta estados redundantes, mas afeta a potência instantânea dos módulos.

De forma análoga à estrutura com dois módulos em ponte completa conectados em cascata, a potência relacionada ao módulo M_3 não precisa ser controlada, pois é automaticamente definida por:

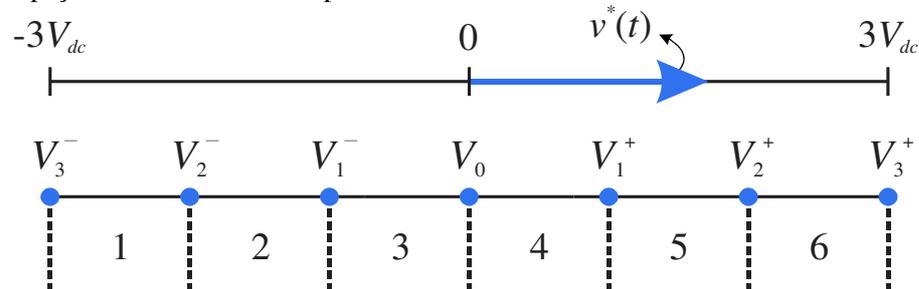
$$P_3 = P - P_1 - P_2. \quad (33)$$

Figura 29 – CHBMC com três módulos.



Fonte: (Próprio autor).

Figura 30 – Espaço das tensões de saída para um CHBMC de sete níveis.



Fonte: (Próprio autor).

Mantendo-se a padronização da seção anterior, as equações para o controle da potência dos módulos M_1 e M_2 são baseadas nas variáveis de controle $\delta_1(t)$ e $\delta_2(t)$,

Tabela 11 – Impacto dos vetores positivos sobre a potência instantânea dos módulos do conversor da Figura 29, considerando-se $i(t) \geq 0$.

Vetor	Estado	$(v_1(t), v_2(t), v_3(t))$	$p_1(t)$	$p_2(t)$	$p_3(t)$	$v(t)$
	V_0	$(0, 0, 0)$	+	0	-	0
V_1^+	$V_{1,1}^+$	$(V_{dc}, 0, 0)$	+	0	0	V_{dc}
	$V_{1,2}^+$	$(0, V_{dc}, 0)$	0	+	0	
	$V_{1,3}^+$	$(0, 0, V_{dc})$	0	0	+	
V_2^+	$V_{2,1}^+$	$(V_{dc}, V_{dc}, 0)$	+	+	0	$2V_{dc}$
	$V_{2,2}^+$	$(V_{dc}, 0, V_{dc})$	+	0	+	
	$V_{2,3}^+$	$(0, V_{dc}, V_{dc})$	0	+	+	
V_3^+		(V_{dc}, V_{dc}, V_{dc})	+	+	+	$3V_{dc}$

+ (positiva), - (negativa), 0 (nula)

Fonte: (Próprio autor).

respectivamente. No entanto, a estrutura da Figura 29 apresenta algumas peculiaridades. Como o vetor V_1^+ apresenta três estados redundantes, a potência é igualmente distribuída entre os módulos para:

$$t_{1,1}^+ = t_{1,2}^+ = t_{1,3}^+ = \frac{t_1^+}{3}, \quad (34)$$

em que $t_{1,1}^+$, $t_{1,2}^+$ e $t_{1,3}^+$ referem-se aos tempos de aplicação dos estados $V_{1,1}^+$, $V_{1,2}^+$ e $V_{1,3}^+$, nessa ordem. t_1^+ é o tempo total de aplicação do vetor V_1^+ .

Como o estado $V_{1,1}^+$ afeta exclusivamente a potência do módulo M_1 , basta definir uma equação em função da variável de controle $\delta_1(t)$ para a obtenção do tempo de aplicação $t_{1,1}^+$. De acordo com o que foi definido em (30), a mesma potência é processada pelos módulos quando $\delta_1(t) = \delta_2(t) = 0$. Contudo, a aplicação direta de (31) para essa situação de balanceamento resulta em:

$$t_{1,1}^+ = \frac{t_1^+}{2}, \quad (35)$$

que opõe-se ao resultado obtido em (34). Assim, para garantir que a potência seja igualmente distribuída entre os módulos para $\delta_1(t) = \delta_2(t) = 0$, uma técnica de remapeamento foi desenvolvida. Assim, o equacionamento proposto por (SACCOL et al., 2019), é aproveitado, para a configuração da Figura 29, como variável auxiliar para a obtenção dos tempos de aplicação dos estados redundantes. Para a definição do tempo de aplicação $t_{1,1}^+$, a variável auxiliar $\lambda_{1,1}^+$ é definida por:

$$\lambda_{1,1}^+ = \frac{1}{2} \left(1 + \text{sign}(p_1(t)) \delta_1(t) \right). \quad (36)$$

Observe que a variável auxiliar $\lambda_{1,1}^+$ resulta em $1/2$ para $\delta_1(t) = \delta_2(t) = 0$. Nesse caso, o tempo de aplicação $t_{1,1}^+$ deve ser igual à (34). Assim, uma técnica de remapeamento que relaciona as variáveis $\lambda_{1,1}^+$ e $t_{1,1}^+$ pode ser desenvolvida, baseada inicialmente na reta de cor laranja apresentada na Figura 31, para $\lambda_{1,1}^+ \leq 1/2$:

$$t_{1,1}^+ = \frac{2t_1^+}{3} \lambda_{1,1}^+. \quad (37)$$

Observe que a potência processada pelo módulo M_1 é mínima para $\delta_1(t) = -1$. Nesse caso, a variável auxiliar $\lambda_{1,1}^+$ é igual à zero para $i(t) \geq 0$, resultado em um tempo de aplicação $t_{1,1}^+$ nulo. Assim, o estado $V_{1,1}^+$, que aumenta a potência processada pelo módulo M_1 , não é utilizado nesse caso. De forma semelhante, a potência deve ser igualmente distribuída entre os módulos para $\delta_1(t) = \delta_2(t) = 0$. Diante disso, a variável auxiliar $\lambda_{1,1}^+$ resulta em $1/2$, e o tempo de aplicação $t_{1,1}^+$ é igual ao definido em (34).

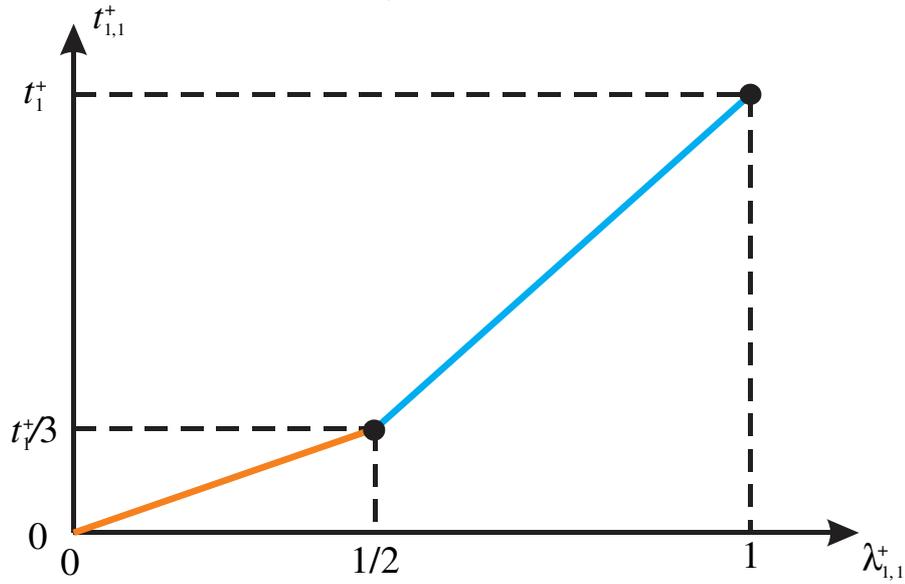
De acordo com essa lógica, uma técnica de remapeamento também pode ser definida para $\lambda_{1,1}^+ > 1/2$, baseada na reta de cor azul apresentada na Figura 31:

$$t_{1,1}^+ = \frac{4t_1^+}{3} \lambda_{1,1}^+ - \frac{t_1^+}{3}. \quad (38)$$

Nesse caso, a variável auxiliar $\lambda_{1,1}^+$ é igual à unidade para $\delta_1(t) = 1$ e $i(t) \geq 0$, resultando em um tempo de aplicação $t_{1,1}^+$ igual à t_1^+ . Assim, somente o estado $V_{1,1}^+$ é utilizado durante a aplicação do vetor V_1^+ , maximizando a potência processada pelo módulo M_1 .

Observe que essa metodologia de cálculo dos tempos de aplicação dos estados redundantes também é válida para valores negativos de $i(t)$. Por exemplo, a potência processada pelo módulo M_1 é máxima para $\delta_1(t) = 1$. Nesse caso, a variável auxiliar $\lambda_{1,1}^+$ é igual a zero para $i(t) < 0$, resultando em um tempo de aplicação $t_{1,1}^+$ nulo. Assim, o estado $V_{1,1}^+$, que diminui a potência processada pelo módulo M_1 para $i(t) < 0$, não é utilizado.

Figura 31 – Relação entre a variável auxiliar $\lambda_{1,1}^+$ e o tempo de aplicação do estado redundante $t_{1,1}^+$.



Fonte: (Próprio autor).

De forma análoga, o estado $V_{1,2}^+$ afeta exclusivamente a potência do módulo M_2 . Assim, a variável auxiliar $\lambda_{1,2}^+$, utilizada para o cálculo do tempo de aplicação $t_{1,2}^+$ pode ser definida exclusivamente em função da variável de controle δ_2 :

$$\lambda_{1,2}^+ = \frac{1}{2} (1 + \text{sign}(p_2(t))\delta_2(t)). \quad (39)$$

Estendendo-se a técnica de remapeamento apresentada na Figura 31 para a variável auxiliar $\lambda_{1,2}^+$, é possível calcular o tempo de aplicação $t_{1,2}^+$:

$$t_{1,2}^+ = \frac{2t_1^+}{3} \lambda_{1,2}^+, \quad (40)$$

sendo $\lambda_{1,2}^+ \leq 1/2$, e

$$t_{1,2}^+ = \frac{4t_1^+}{3} \lambda_{1,2}^+ - \frac{t_1^+}{3}, \quad (41)$$

sendo $\lambda_{1,2}^+ > 1/2$.

Por fim, o tempo de aplicação $t_{1,3}^+$ é definido automaticamente através de:

$$t_{1,3}^+ = t_1^+ - t_{1,1}^+ - t_{1,2}^+. \quad (42)$$

Uma estratégia similar é utilizada para a determinação dos tempos de aplicação $t_{2,1}^+$, $t_{2,2}^+$ e $t_{2,3}^+$, referentes aos estados $V_{2,1}^+$, $V_{2,2}^+$ e $V_{2,3}^+$, respectivamente. Nesse caso, o tempo de aplicação do vetor $V_{2,1}^+$ deve ser determinado primeiramente, visto que esse vetor afeta simultaneamente as potências dos módulos M_1 e M_2 . Assim, a variável auxiliar $\lambda_{2,1}^+$, utilizada para a determinação de $t_{2,1}^+$, é calculada em função das variáveis de controle $\delta_1(t)$ e $\delta_2(t)$:

$$\lambda_{2,1}^+ = \frac{1}{4} (1 + \text{sign}(p_1(t))\delta_1(t)) (1 + \text{sign}(p_2(t))\delta_2(t)). \quad (43)$$

A técnica de remapeamento desenvolvida é baseada na Figura 32. Para essa situação, a variável auxiliar $\lambda_{2,1}^+$ resulta em $1/4$ para $\delta_1(t) = \delta_2(t) = 0$, e esse valor corresponde à $t_2^+/3$ do tempo de aplicação $t_{2,1}^+$. Assim, para $\lambda_{2,1}^+ \leq 1/4$, o tempo de aplicação $t_{2,1}^+$ pode ser definido através de:

$$t_{2,1}^+ = \frac{4t_2^+}{3} \lambda_{2,1}^+, \quad (44)$$

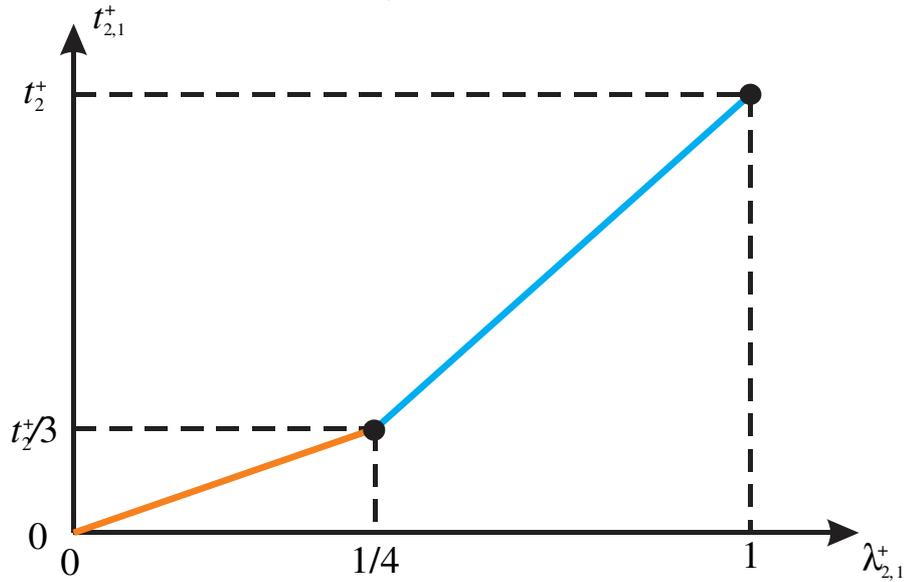
enquanto para $\lambda_{2,1}^+ > 1/4$, o tempo de aplicação $t_{2,1}^+$ é obtido por:

$$t_{2,1}^+ = \frac{8t_2^+}{9} \lambda_{2,1}^+ + \frac{t_2^+}{9}. \quad (45)$$

A partir desse ponto, qualquer dos tempos de aplicação $t_{2,2}^+$ ou $t_{2,3}^+$ pode ser determinado, visto que seus respectivos estados $V_{2,2}^+$ e $V_{2,3}^+$ apresentam os mesmos efeitos sobre a potência dos módulos M_1 e M_2 . Adotando-se o módulo M_1 como referência, a variável auxiliar $\lambda_{2,2}^+$, referente ao tempo $t_{2,2}^+$, é calculada por:

$$\lambda_{2,2}^+ = \frac{1}{2} (1 + \text{sign}(p_1(t))\delta_1(t)). \quad (46)$$

Figura 32 – Relação entre a variável auxiliar $\lambda_{2,1}^+$ e o tempo de aplicação do estado redundante $t_{2,1}^+$.



Fonte: (Próprio autor).

Utilizando-se a técnica de remapeamento apresentada na Figura 31 é possível determinar o tempo de aplicação $t_{2,2}^+$:

$$t_{2,2}^+ = \frac{2t_2^+}{3} \lambda_{2,2}^+, \quad (47)$$

sendo $\lambda_{2,2}^+ \leq 1/2$ e

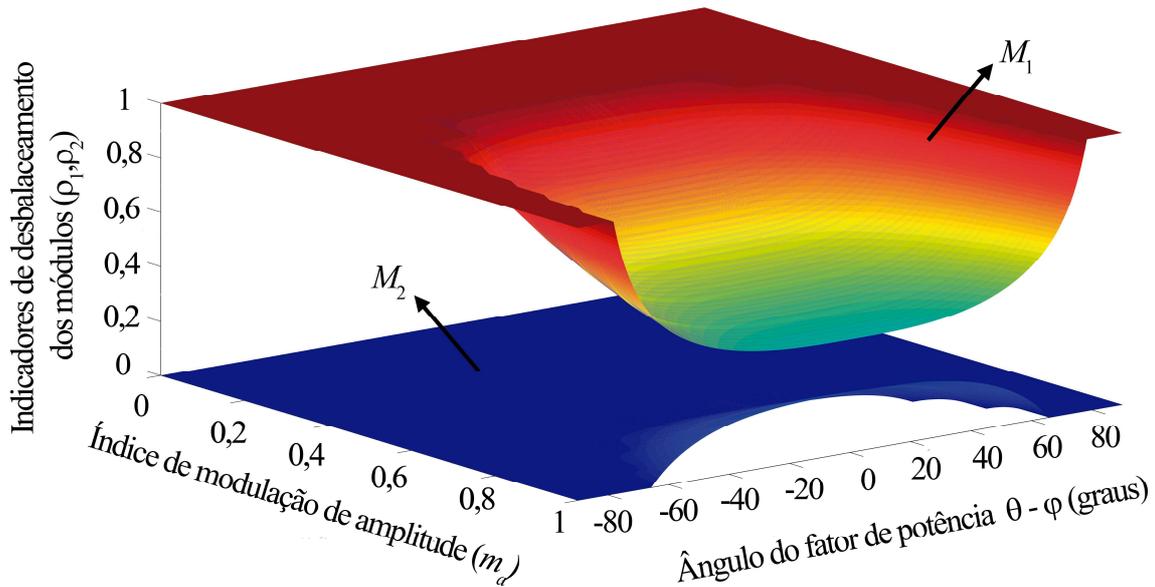
$$t_{2,2}^+ = \frac{4t_2^+}{3} \lambda_{2,2}^+ - \frac{t_2^+}{3}, \quad (48)$$

sendo $\lambda_{2,2}^+ > 1/2$. O tempo restante, em um período de comutação, é direcionado ao estado $V_{2,3}^+$:

$$t_{2,3}^+ = t_2^+ - t_{2,1}^+ - t_{2,2}^+. \quad (49)$$

Baseado nesse método, considerando-se $P_1 \geq P_2$, a máxima diferença de potência entre os módulos M_1 e M_2 ocorre quando $\delta_1(t) = 1$ e $\delta_2(t) = -1$. Para esse caso, os valores de potência dos módulos M_1 e M_2 são apresentados na Figura 33, para operação em regime permanente. De forma semelhante à configuração com dois módulos em ponte completa

Figura 33 – Máxima diferença de potência entre os módulos M_1 e M_2 , considerando $\delta_1 = 1$ e $\delta_2 = -1$.



Fonte: (Próprio autor).

conectados em cascata, a região de operação aumenta à medida que o tempo de aplicação do vetor mais externo do espaço vetorial diminui.

3.2.3 Análise generalizada

A partir das estratégias de modulação propostas para as configurações monofásicas das seções anteriores, é possível montar uma estratégia de modulação vetorial generalizada de distribuição de potência para o conversor multinível monofásico com n módulos em ponte completa conectados em cascata da Figura 22. Assim, definindo-se a potência dos $n - 1$ primeiros módulos, a potência P_n associada ao enésimo módulo é automaticamente definida:

$$P_n = P - P_1 - P_2 - \dots - P_{n-1}. \quad (50)$$

Por essa razão, apenas as razões cíclicas dos interruptores dos $n - 1$ primeiros módulos precisam ser determinadas. As equações são baseadas nas variáveis de controle $\delta_j(t)$, relacionadas com a potência processada por cada módulo ($j = 1, 2, \dots, n - 1$), assumindo que:

$$-1 \leq \delta_j(t) \leq 1. \quad (51)$$

Quanto mais próxima a variável δ_j estiver de 1, maior é a potência processada pelo módulo M_j . Ao contrário, uma menor quantidade de potência deve ser processada por esse módulo caso δ_j aproximar-se de -1. De acordo com essa lógica, todos os módulos processam os mesmos níveis de potência quando $\delta_1 = \delta_2 = \dots = \delta_{n-1} = 0$.

Assim, baseado em (SACCOL et al., 2019), uma variável auxiliar $\lambda_{x,m}^+$ foi definida como primeiro passo para gerar o tempo de aplicação dos estados redundantes do conversor, em função das variáveis de controle δ_j :

$$\lambda_{x,m}^+ = \frac{t_x}{2^\zeta} \prod_{j=1}^{n-1} \left(1 + \text{sign}(p_j(t)) \delta_j \right), \quad m = 0, 1, 2, \dots, n, \quad (52)$$

em que $x = y, z$, de acordo com o vetor cujo tempo de aplicação do estado redundante deve ser calculado, definido em (27). $p_j(t)$ é a potência instantânea do módulo j para esse estado. ζ indica o número de módulos cuja potência de saída é diferente de zero para o estado redundante considerado.

Para a estratégia PSPWM, todos os estados redundantes possuem o mesmo tempo de aplicação, resultando em uma distribuição de potência uniforme entre os módulos em um período fundamental da tensão de saída. Para garantir que esse ponto ocorra em $\delta_1 = \delta_2 = \dots = \delta_{n-1} = 0$, uma técnica de remapeamento baseada na Figura 34 é utilizada para a variável auxiliar definida em (52). Para esse ponto, $\lambda_{x,m}^+$ resulta em $1/2^\zeta$ e esse valor corresponde à t_x/n do tempo de aplicação de cada estado redundante, visto que existem n estados. Assim, o tempo de aplicação de um estado redundante genérico, para um conversor com n módulos conectados em série, pode ser definido através de, para $\lambda_{x,m}^+ \leq t_x/2^\zeta$:

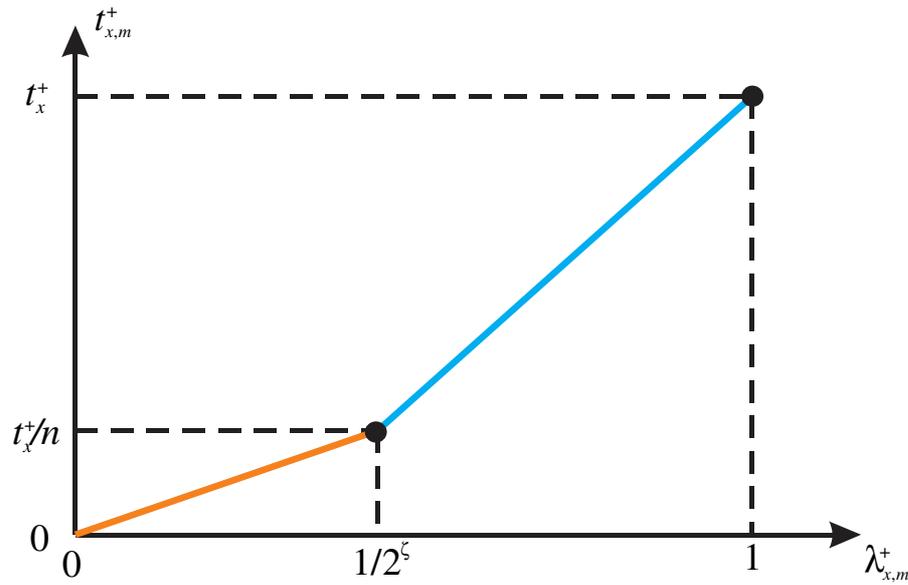
$$t_{x,k}^+ = \frac{2t_x^+}{n} \lambda_{x,m}^+, \quad (53)$$

enquanto para $\lambda_{x,m}^+ > t_x/2^\zeta$, os estados redundantes são obtidos por:

$$t_{x,k}^+ = \frac{2t_x^+(1-n)}{n(1-2^\zeta)} \lambda_{x,m}^+ + \frac{n-2^\zeta}{n(1-2^\zeta)} t_x^+, \quad (54)$$

em que:

Figura 34 - Relação entre a variável auxiliar $\lambda_{x,m}^+$ e o tempo de aplicação do estado redundante $t_{x,m}^+$.



Fonte: (Próprio autor).

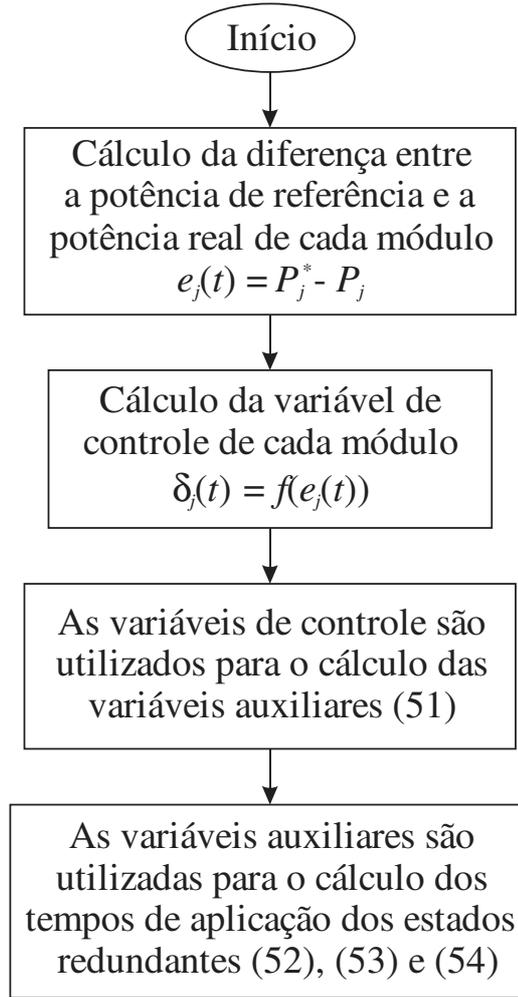
$$\sum_{k=1}^n t_{x,k}^+ = t_x^+, \quad (55)$$

O fluxograma apresentado na Figura 35 recapitula as etapas de implementação da estratégia de balanceamento de potência intermodular, implementado a cada período de comutação. Primeiramente, a diferença $e_j(t)$ entre a potência de referência P_j^* e a potência real P_j de cada módulo do conversor é calculada ($j = 1, 2, \dots, n$). A partir disso, o sistema de controle determina os valores das variáveis de controle $\delta_j(t)$, utilizadas para o cálculo das variáveis auxiliares $\lambda_{x,m}^+$. Por fim, os tempos de aplicação de cada um dos estados redundantes são determinados através de (53), (54) e (55).

3.2 ESTRATÉGIA DE BALANCEAMENTO DE POTÊNCIA INTERFASORIAL

Diversos trabalhos propõem alternativas para solucionar o problema de desequilíbrio de potência para conversores trifásicos, principalmente em aplicações fotovoltaicas (YU et al., 2016; MAO et al., 2020; SHARMA e DAS 2019). Um dos métodos mais utilizados para a configuração conectada em delta é baseado na injeção de uma corrente de sequência zero senoidal (YU et al., 2017; SOCHOR E AKAGI, 2016), que não modifica a quantidade de

Figura 35 – Diagrama esquemático para a estratégia de balanceamento intermodular.



Fonte: (Próprio autor).

potência processada pelo conversor, mas altera a quantidade de potência distribuída entre as fases.

De forma semelhante aos indicadores de desbalanceamento definidos através de (22), é possível definir a estratégia de balanceamento de potência interfásorial em função de indicadores de desbalanceamento entre fases (LIU, CAI e LI, 2020):

$$\rho_k = \begin{cases} \frac{\sum_{j=1}^n Q_{max,kj} SOC_{e,kj} V_{dc,kj}}{\sum_k \sum_{j=1}^n Q_{max,kj} SOC_{e,kj} V_{dc,kj}}, & \text{descarregamento} \\ \frac{\sum_{j=1}^n Q_{max,kj} (1 - SOC_{e,kj}) V_{dc,kj}}{\sum_k \sum_{j=1}^n Q_{max,kj} (1 - SOC_{e,kj}) V_{dc,kj}}, & \text{carregamento} \end{cases} \quad (56)$$

em que $Q_{max,kj}$, $SOC_{e,kj}$ e $V_{dc,kj}$ referem-se à capacidade máxima atual, ao estado de carga efetivo e à tensão da j -ésima bateria da fase k ($j = 1, 2, 3, \dots, n$; $k = u, v, w$).

Observe que os indicadores de desbalanceamento entre as fases ρ_k satisfazem a seguinte relação:

$$\rho_u + \rho_v + \rho_w = 1. \quad (57)$$

Como observado anteriormente, as diferenças entre as baterias de segunda vida podem demandar que níveis diferentes de potência sejam processados por cada fase, em um período da rede elétrica. Nesse caso, a potência de referência de cada fase P_k^* é igual a:

$$P_k^* = P_{3\phi}\rho_k, \quad (58)$$

em que $P_{3\phi}$ é a potência total trifásica processada pelo conversor. Dessa forma, em relação à operação equilibrada, em que as fases processam os mesmos níveis de potência, a quantidade de potência que deve ser adicionada em cada uma das fases ΔP_k é definida por:

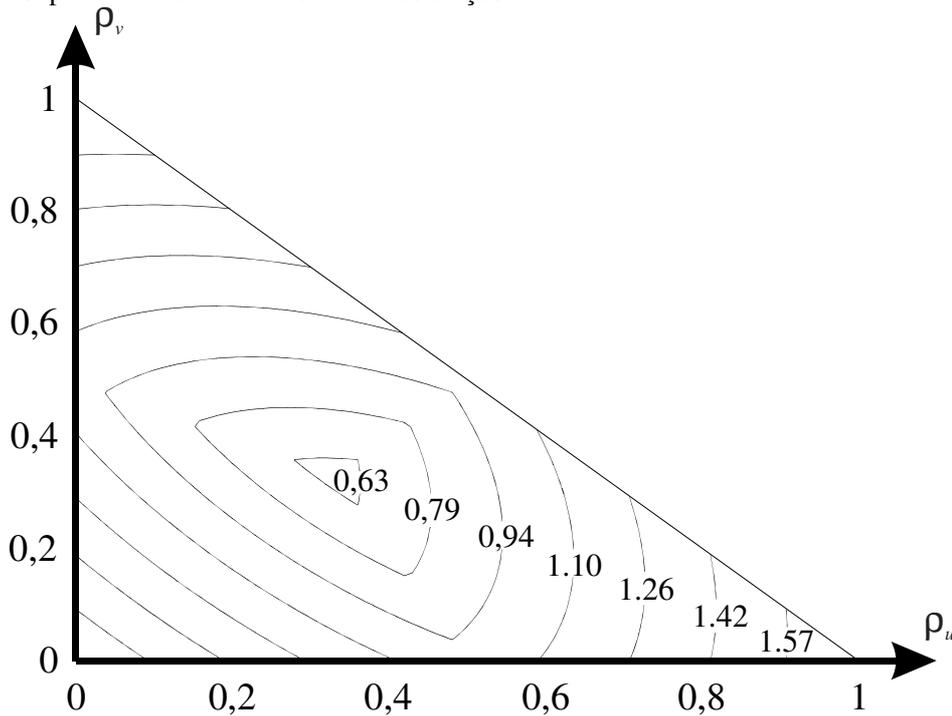
$$\Delta P_k = \rho_k P_k^* - \frac{P_k^*}{3}. \quad (59)$$

Considerando-se que as amplitudes das correntes de saída do conversor são todas iguais, ou seja, $I_u^m = I_v^m = I_w^m$, (59) e (21) podem ser relacionadas com (56), a fim de obter os valores de amplitude e de fase para a corrente de sequência zero, em função dos indicadores de desbalanceamento entre os braços (LIU, CAI e LI, 2020):

$$\left\{ \begin{array}{l} I_0^m = \frac{4P_{3\phi}}{3V_{ab}^m} \sqrt{\rho_u^2 + \rho_w^2 + \rho_u\rho_w - \rho_u - \rho_w + \frac{1}{3}} \\ \varphi_0 = 30^\circ - \arctg\left(\frac{\rho_u + 2\rho_v - 1}{\sqrt{3}\rho_u - \frac{\sqrt{3}}{3}}\right) \end{array} \right., \quad (60)$$

onde V_{ab}^m representa a amplitude da tensão de linha $v_{ab}(t)$, apresentada na Figura 20. Observe que para a configuração delta, os indicadores de desbalanceamento, calculados de acordo com (55) são definidos para a j -ésima bateria do braço k ($j = 1, 2, 3, \dots, n$; $k = u, v$ e w).

Figura 36 – Capacidade mínima de corrente dos braços.



Fonte: (Próprio autor).

O valor eficaz da corrente de sequência zero aumenta à medida que a diferença entre os parâmetros das baterias cresce. Essa característica é ilustrada pela Figura 36, onde é mostrado o nível mínimo de corrente eficaz necessário para garantir o balanceamento de potência do conversor, em função dos indicadores de desbalanceamento entre os braços (56), considerando-se os parâmetros apresentados na Tabela 12. No pior cenário, apenas um dos braços do conversor suporta a potência total trifásica $P_{3\phi}$.

Portanto, pode ser bastante útil desenvolver uma estratégia capaz de extrair a máxima potência das baterias para um valor a partir de um valor limite de corrente eficaz. O modo de operação delta aberto pode ser utilizado para atingir esse objetivo, de acordo com a Figura 37. Note que, mesmo removendo o braço w , ainda existe um percurso fechado que possibilita a injeção das correntes $i_a(t)$, $i_b(t)$ e $i_c(t)$ na rede elétrica. Através da Lei das Correntes de Kirchhoff, as correntes nos braços $i_u(t)$ e $i_v(t)$ são calculadas por:

$$i_u(t) = i_a(t) ; i_v(t) = i_a(t) + i_b(t). \quad (61)$$

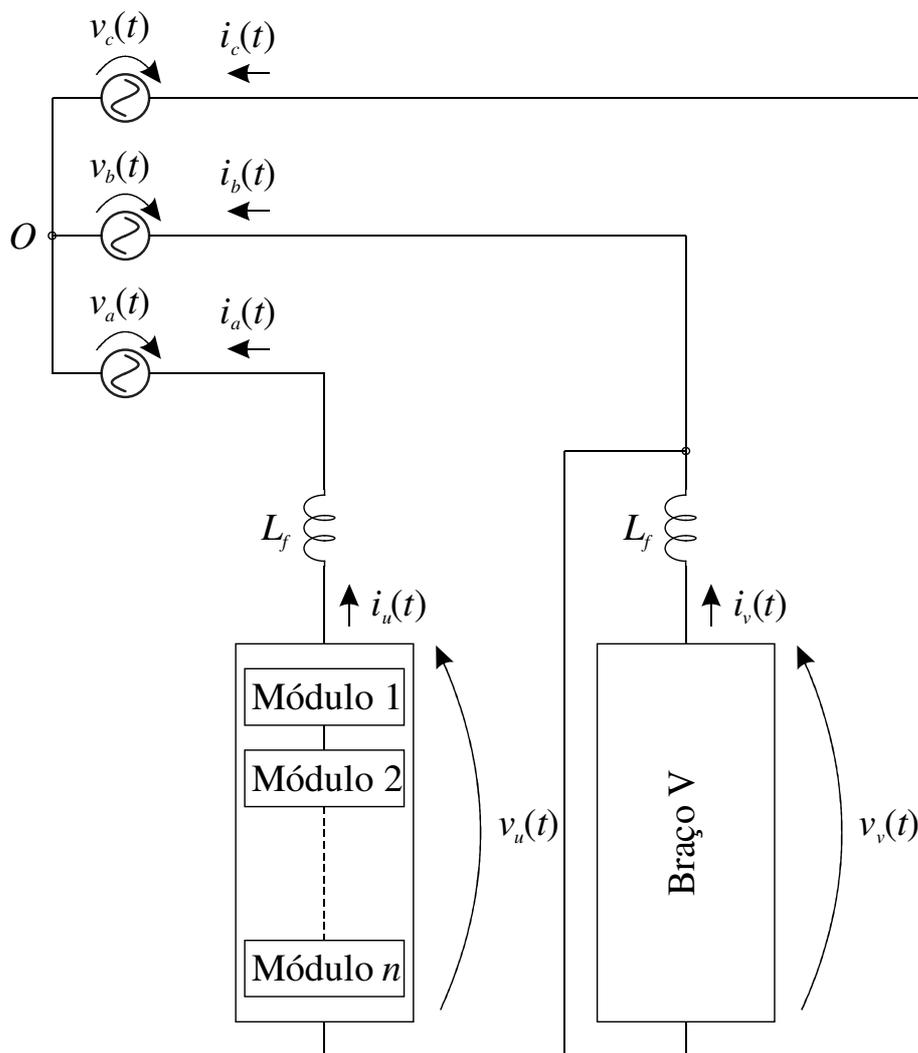
Considerando-se as correntes $i_a(t)$, $i_b(t)$ e $i_c(t)$ perfeitamente equilibradas, os braços compartilham o mesmo valor eficaz de corrente, obtido através de:

Tabela 12 – Parâmetros de simulação.

Parâmetro	Valor
Tensão de linha V_a^{rms}	1 pu
Potência trifásica $P_{3\phi}$	3 pu
Fator de potência	1

Fonte: (Próprio autor).

Figura 37 – Modo de operação em delta aberto.



Fonte: (Próprio autor).

$$I_{od}^{rms} = \frac{P_{3\phi}}{3V_a^{rms}}, k = u, v, \quad (62)$$

em que V_a^{rms} é o valor eficaz da tensão da rede elétrica $v_a(t)$. Mantendo-se a potência fornecida/entregue à rede constante, o valor eficaz da corrente nos braços é $\sqrt{3}$ vezes maior que para a conexão delta convencional, com corrente de sequência zero nula.

Assim, é possível determinar a região em que a operação em delta aberto torna-se vantajosa em relação à conexão delta convencional com injeção de corrente de sequência zero. De acordo com (62), a corrente eficaz em cada braço do conversor é igual a 1 pu para a operação do conversor em delta aberto, considerando-se os parâmetros descritos na Tabela 12. Em outras palavras, pode ser vantajoso utilizar a conexão delta aberto quando as diferenças entre os parâmetros das baterias resultam em uma corrente eficaz superior a 1 pu para a conexão delta convencional. A região onde essa condição é satisfeita é representada de forma sombreada na Figura 37 em função dos indicadores de desbalanceamento entre os braços.

Baseado nesse conceito, é possível elaborar uma metodologia de operação para o conversor trifásico conectado em delta que não ultrapassa o limite eficaz de corrente estabelecido em (62), independentemente dos valores dos indicadores de desbalanceamento entre as fases, de acordo com o fluxograma apresentado na Figura 39. Primeiramente, os indicadores de desbalanceamento entre os braços são definidos através de (56), para o cálculo dos valores de amplitude e de fase da corrente de sequência zero (60). A partir disso, o valor eficaz da corrente em cada braço do conversor pode ser definido para operação delta convencional, de acordo com:

$$I_k^{rms} = \sqrt{(I_{p,k}^{rms})^2 + (I_0^{rms})^2 - 2I_{p,k}^{rms} I_0^{rms} \cos(\pi + \varphi_{p,k} - \varphi_0)}, \quad k = u, v, w \quad (63)$$

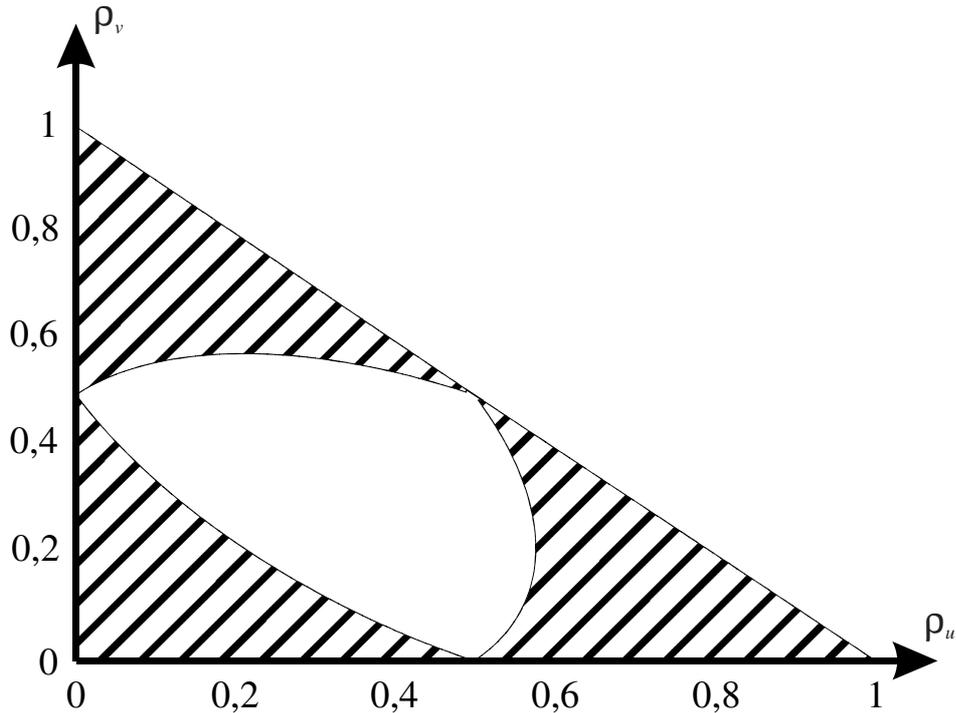
em que $\varphi_{p,k}$ e φ_0 são as defasagens da corrente de sequência positiva do braço k e da corrente de sequência zero, respectivamente. $I_{p,k}^{rms}$ e I_0^{rms} representam os valores eficazes da corrente de sequência positiva da fase k e da corrente de sequência zero.

O projeto dos componentes deve ser realizado considerando-se o valor máximo da corrente eficaz obtido entre os três braços do conversor, de acordo com:

$$I_m^{rms} = \max(I_u^{rms}, I_v^{rms}, I_w^{rms}). \quad (64)$$

O modo de operação do conversor é inicialmente definido por meio da comparação entre os valores obtidos através de (62) e de (63). Caso $I_m^{rms} \leq I_{od}^{rms}$, não há necessidade de operar em delta aberto, visto que o valor eficaz de corrente calculado para a operação em delta

Figura 38 – Região de operação em delta aberto. A corrente eficaz do conversor é igual a 1 pu na região sombreada.



Fonte: (Próprio autor).

convencional com injeção de corrente de sequência zero é menor que o valor obtido para a operação em delta aberto. No entanto, para $I_m^{rms} > I_{od}^{rms}$, a conexão em delta aberto pode ser utilizada para que os limites de corrente dos semicondutores sejam respeitados. Assim, o conversor inicia seu funcionamento em conexão delta convencional, limitando o valor da corrente de sequência zero de forma que o valor de I_m^{rms} não ultrapasse o valor de I_{od}^{rms} . O valor eficaz limite para a corrente de sequência zero é obtido para cada braço por:

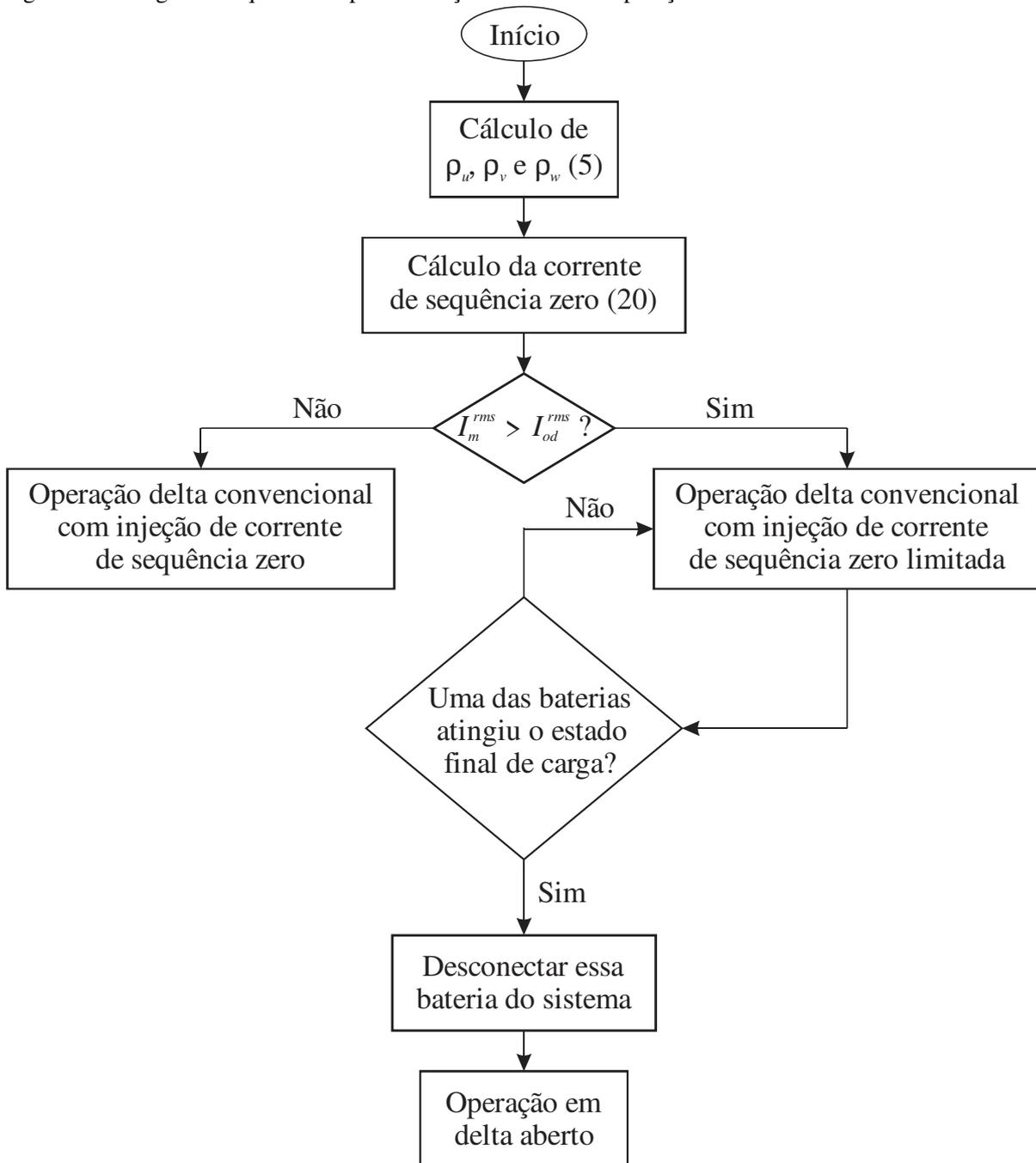
$$I_{0,k}^{rms} = \sqrt{(I_{p,k}^{rms})^2 + (I_{od}^{rms})^2 - 2I_{p,k}^{rms} I_{od}^{rms} \cos(\varphi_k - \varphi_{p,k})}, \quad k = u, v, w, \quad (65)$$

em que φ_k é a defasagem angular da tensão de saída do braço k , em relação à tensão da rede elétrica da fase a $v_a(t)$.

Nesse caso, o valor mínimo de corrente entre os braços obtido através de (65) deve ser adotado como forma de garantir que os componentes não sejam danificados:

$$I_{0,lim}^{rms} = \min(I_{0,u}^{rms}, I_{0,v}^{rms}, I_{0,w}^{rms}). \quad (66)$$

Figura 39 – Diagrama esquemático para a seleção do modo de operação do conversor.



Fonte: (Próprio autor).

Utilizando-se $I_{0,lim}^{rms}$ como valor eficaz da corrente de sequência zero, limita-se o valor eficaz da corrente em cada braço do conversor I_k^{rms} , ao mesmo valor da corrente eficaz de operação em delta aberto I_{od}^{rms} , para $k = u, v, w$. Em outras palavras, esse método limita o valor eficaz da corrente do conversor a um valor $\sqrt{3}$ vezes maior que o valor eficaz da corrente de sequência positiva $I_{p,k}^{rms}$. No entanto, como a corrente de sequência zero é limitada, a capacidade de balanceamento de potência do conversor diminui. Em outras palavras, essa

corrente de sequência zero não garante o balanceamento de potência do conversor para a região sombreada apresentada na Figura 37. Nessa região, considerando que a estratégia de balanceamento intermodular proposta nesta Tese de Doutorado seja aplicada, as baterias associadas a uma das fases do conversor atingem o estado final de carga primeiro. Assim, a fase do conversor associada a essas baterias pode então ser retirada de operação, enquanto os braços restantes continuam o fornecimento/absorção de potência operando em delta aberto.

3.3 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo apresentou uma estratégia de balanceamento de potência intermodular para uma configuração CHBMC conectada em delta. Primeiramente, a demanda de potência de cada bateria é determinada através de indicadores de desbalanceamento entre módulos. A partir disso, a sequência de comutação da estratégia SVM é definida de forma que resulte em um desempenho similar à estratégia PSPWM para a mesma distribuição de potência entre os módulos, reproduzindo o efeito multiplicativo da frequência de comutação na tensão de saída do conversor. Após a demonstração da implementação da estratégia SVM para a configuração com dois módulos em com três módulos conectados em série, essa estratégia foi generalizada para um CHBMC com n módulos conectados em série. Assim, os tempos de aplicação dos estados redundantes são calculados através das variáveis de controle δ_j ($j = 1, 2, \dots, n - 1$). A seguir, uma metodologia de balanceamento interfásorial foi apresentada, em que a demanda de potência de cada fase do conversor é calculada a partir dos indicadores de desbalanceamento entre fases. Assim, é possível determinar um valor de corrente de sequência zero que garante que as baterias atinjam os estados finais de estado de carga ao mesmo tempo. No entanto, o valor eficaz da corrente de sequência zero aumenta à medida que as diferenças entre os parâmetros das baterias tornam-se mais severas. Portanto, foi desenvolvido um método capaz de extrair a máxima energia das baterias, baseado no modo de operação do conversor em delta aberto. Esse forma de operação limita o valor eficaz da corrente do conversor a um valor $\sqrt{3}$ vezes maior que o valor eficaz da corrente de sequência positiva $I_{p,k}^{ms}$, para $k = u, v, w$. Assim, o próximo capítulo apresenta detalhadamente o sistema de controle utilizado para a determinação das variáveis de controle δ_j . A metodologia empregada para a transição entre os modos de operação delta convencional e delta aberto também é mostrada. Por fim, resultados de simulação comprovam a capacidade de distribuição de potência das estratégias propostas.

4 PROJETO DO SISTEMA DE CONTROLE DO CONVERSOR

Conversores estáticos de potência são sistemas variantes no tempo e não lineares, visto que circuitos elétricos distintos operam em diferentes etapas de funcionamento do conversor, em um período de comutação. Dessa forma, é usual o emprego de um modelo médio para o conversor, em um período de comutação, para a obtenção de um circuito invariante no tempo. Esse processo de linearização é realizado em torno de um ponto de operação do conversor em regime permanente, resultando na obtenção do modelo de pequenos sinais.

Para sistemas de armazenamento de energia com baterias de segunda vida, a estratégia de controle deve garantir que cada bateria opere com potências específicas. Assim, esta seção dedica-se à análise e à implementação de uma estratégia de controle para um CHBMC trifásico. Essa estratégia é definida em duas etapas, em que o primeiro estágio é responsável pelo controle da corrente de saída de cada fase e o segundo estágio dedica-se ao controle do fluxo de potência intermodular e interfásorial. O projeto dos controladores é realizado utilizando técnicas convencionais baseadas na resposta em frequência.

4.1 CONTROLE DO FLUXO DE POTÊNCIA INTERMODULAR

A primeira etapa para o controle do fluxo de potência entre os módulos fundamenta-se na obtenção do modelo médio que relaciona a potência instantânea de cada módulo $p_s(t)$, com sua respectiva tensão de referência $v_s^*(t)$, para $s = 1, 2$. O primeiro passo para a obtenção desse modelo consiste em determinar a potência instantânea de cada módulo:

$$p_j(t) = v_j(t)i(t). \quad (67)$$

O valor médio da tensão de saída do módulo j \bar{v}_j , em um período de comutação T_s , é igual à tensão de referência média desse módulo \bar{v}_j^* :

$$\bar{v}_j = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} v_j(t) dt = \bar{v}_j^*. \quad (68)$$

Considerando-se a tensão de referência média \bar{v}_j^* e a corrente de saída do conversor $i(t)$ constantes, a cada período de comutação T_s , a potência média do módulo j , em um período T_s , pode ser definida:

$$\bar{P}_j = \bar{v}_j^* \bar{i}, \quad (69)$$

O objetivo principal desta análise é encontrar a função de transferência que relaciona a tensão de referência média do módulo j com sua respectiva potência média de operação. Dessa forma, (69) pode ser reescrita utilizando-se o artifício da Transformada de Laplace:

$$\bar{P}_j(s) = \bar{V}_j^*(s) \bar{I}(s). \quad (70)$$

Assim, a função de transferência $G_{pv}(s)$, que relaciona a potência de operação do conversor com sua respectiva tensão de referência é obtida. Considera-se nesse caso \bar{I} igual à amplitude da corrente de saída do conversor I^m , resultando no máximo ganho para a planta que deve ser controlada:

$$G_{pv}(s) = \frac{\bar{P}_j(s)}{\bar{V}_j^*(s)} = I^m, \quad (71)$$

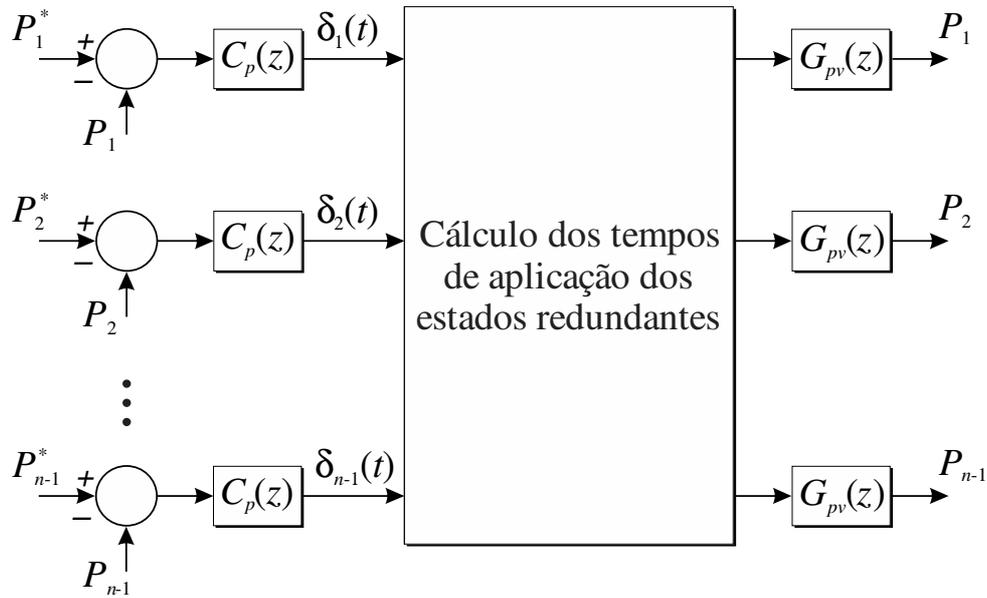
O diagrama de blocos para o controle das potências de cada módulo é apresentado na Figura 40. O balanceamento de potência entre os módulos do conversor é realizado através das variáveis de controle $\delta_1(t)$, $\delta_2(t)$, ..., $\delta_{n-1}(t)$, que são responsáveis por determinar os tempos de aplicação dos estados redundantes.

4.2 CONTROLE DA CORRENTE DE SAÍDA

A metodologia de controle foi projetada considerando-se um circuito puramente resistivo na saída do conversor, de acordo com a Figura 41. Nesse caso, o equivalente monofásico desse circuito é apresentado na Figura 42, obtido utilizando-se o Teorema de Kenelly, em que:

$$R_\Delta = 3R_Y. \quad (72)$$

Figura 40 – Diagrama de blocos para a malha de controle de potência dos módulos.



Fonte: (Próprio autor).

Aplicando-se a Lei das Tensões de Kirchhoff ao circuito da Figura 42, a seguinte equação de estados é obtida:

$$\frac{di(t)}{dt} = \frac{v(t)}{L_f} - \frac{R_{\Delta}i(t)}{L_f}, \quad (73)$$

em que R_{Δ} e L_f são os valores da resistência da carga e da indutância do filtro. $v(t)$ e $i(t)$ representam a tensão e a corrente de saída do circuito equivalente monofásico do conversor.

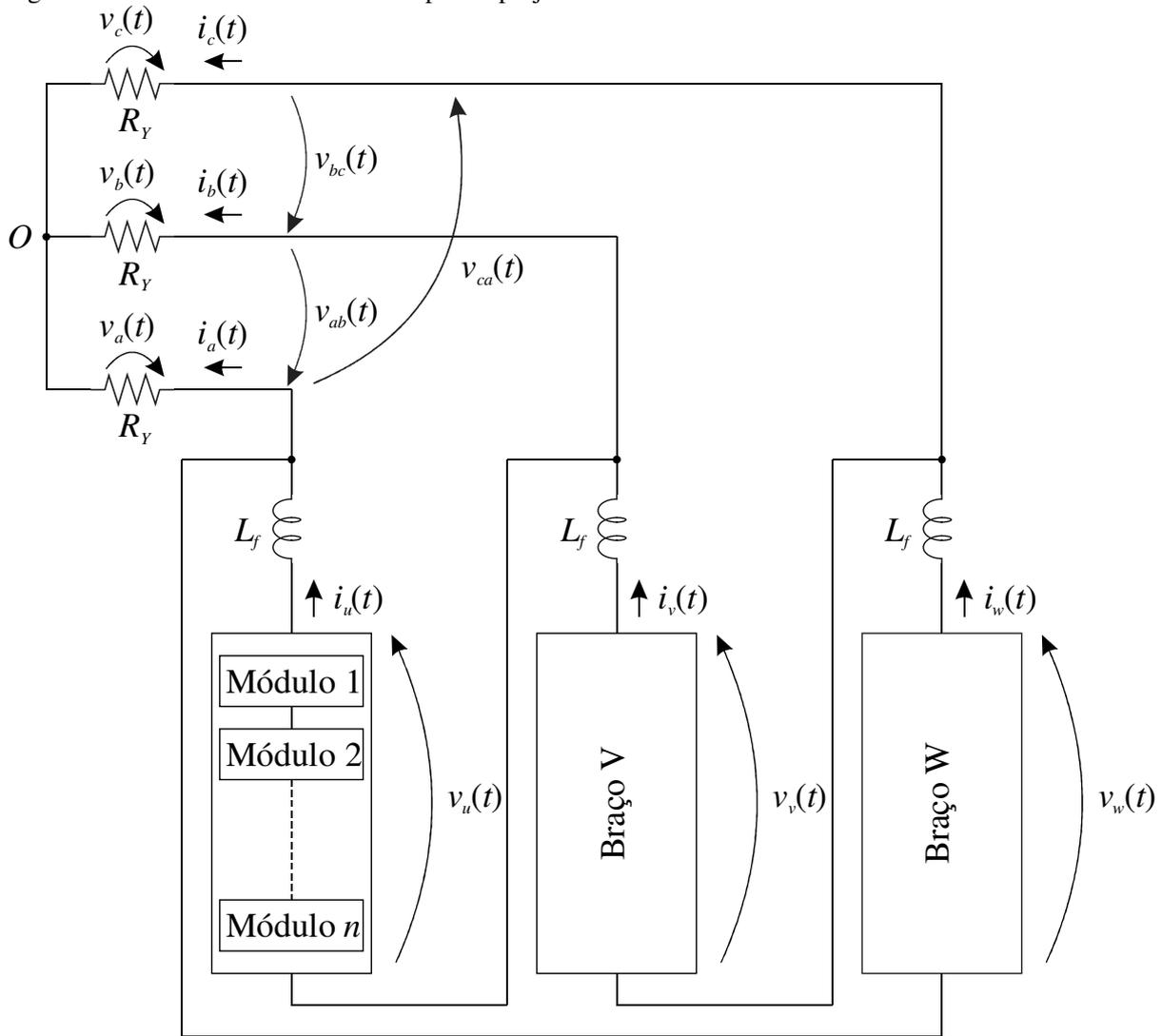
Assumindo que o valor médio da tensão de saída do conversor \bar{v} em um período de comutação T_s é igual à tensão de referência média \bar{v}^* :

$$\bar{v} = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} v(t) dt = \bar{v}^*. \quad (74)$$

Relacionando-se o resultado obtido em (74) com (73), obtém-se a seguinte equação:

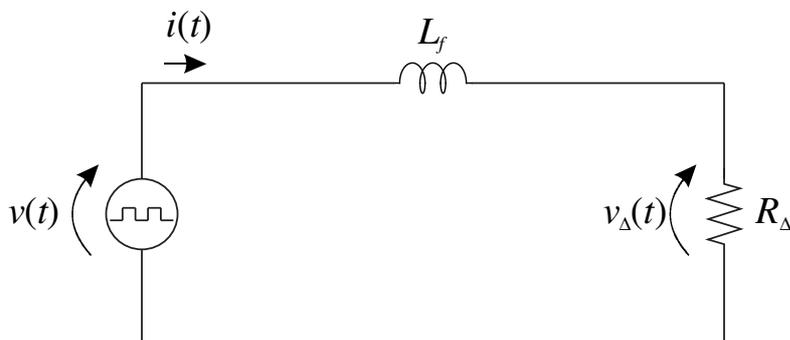
$$\frac{\bar{d}i(t)}{dt} = \frac{\bar{v}^*}{L_f} - \frac{R_{\Delta}i(t)}{L_f}, \quad (75)$$

Figura 41 – Circuito trifásico utilizado para o projeto do sistema de controle da corrente.



Fonte: (Próprio autor).

Figura 42 – Modelo equivalente do conversor conectado à uma carga resistiva R através de um filtro indutivo L .



Fonte: (Próprio autor).

onde \bar{i} é a corrente média de saída do conversor, a cada período de comutação. Através da aplicação da Transformada de Laplace em (75), obtém-se:

$$\bar{I}(s) = \frac{\bar{V}^*(s)}{L_f} - \frac{R\bar{I}(s)}{L_f}, \quad (76)$$

onde $\bar{V}^*(s)$ representa a tensão de referência média, no domínio da frequência. Manipulando-se algebricamente o resultado obtido em (76), é possível obter a função de transferência $G_{iv}(s)$ que relaciona a corrente de saída média com a tensão de referência média do conversor:

$$G_{iv}(s) = \frac{\bar{I}(s)}{\bar{V}^*(s)} = \frac{3V_{dc}}{sL_f + R}. \quad (77)$$

O diagrama de blocos para operação trifásica normal do conversor é apresentado na Figura 43. O sistema de controle da potência entre as fases é baseado no eixo de coordenadas síncronas $dq0$, através da transformada de Park, de acordo com:

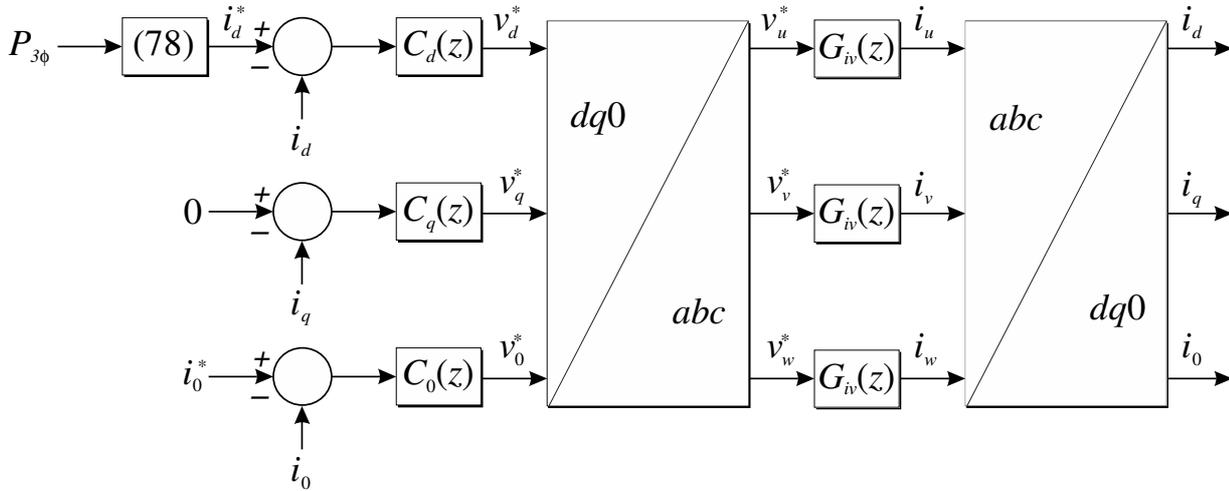
$$\begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \\ i_0(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t - 120^\circ) & \cos(\omega t + 120^\circ) \\ -\sin(\omega t) & -\sin(\omega t - 120^\circ) & -\sin(\omega t + 120^\circ) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u(t) \\ i_v(t) \\ i_w(t) \end{bmatrix}. \quad (78)$$

Assim, as correntes de referência $i_d^*(t)$ e $i_0^*(t)$ são calculadas a partir da referência de potência trifásica ativa $P_{3\phi}$ e dos indicadores de desbalanceamento entre fases ρ_k , de acordo com (79) e (60):

$$i_d^*(t) = \frac{1}{3} \sqrt{\frac{2P_{3\phi}}{R_Y}}. \quad (79)$$

A partir disso, os sinais de referência são comparados com as correntes de saída do conversor $i_d(t)$, $i_q(t)$ e $i_0(t)$. Os controladores $C_d(z)$, $C_q(z)$ e $C_0(z)$ são responsáveis pelo rastreamento dos sinais de referência, gerando os sinais modulantes $v_d^*(t)$, $v_q^*(t)$ e $v_0^*(t)$, no eixo de coordenadas síncronas $dq0$. Por fim, esses sinais são novamente referenciados ao eixo estacionário abc , através da transformada de Park inversa:

Figura 43 – Diagrama de blocos para o controle da corrente de saída do conversor em operação trifásica normal.



Fonte: (Próprio autor).

$$\begin{bmatrix} v_u^*(t) \\ v_v^*(t) \\ v_w^*(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & -\text{sen}(\omega t) & 1 \\ \cos(\omega t - 120^\circ) & -\text{sen}(\omega t - 120^\circ) & 1 \\ \cos(\omega t + 120^\circ) & -\text{sen}(\omega t + 120^\circ) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d^*(t) \\ v_q^*(t) \\ v_0^*(t) \end{bmatrix}. \quad (80)$$

Os sinais resultantes v_u^* , v_v^* e v_w^* atuam como referência de tensão para as fases u , v e w do conversor, respectivamente, e a corrente de saída é sintetizada. A corrente de sequência zero é responsável ainda pela redistribuição de potência interfásorial.

De forma semelhante, o diagrama de blocos para o controle da corrente de saída para a operação em delta aberto é apresentado na Figura 44. Nesse caso, as correntes sobre as resistências $i_a(t)$, $i_b(t)$ e $i_c(t)$ são controladas, visto que podem ser determinadas através das correntes do conversor $i_u(t)$ e $i_v(t)$:

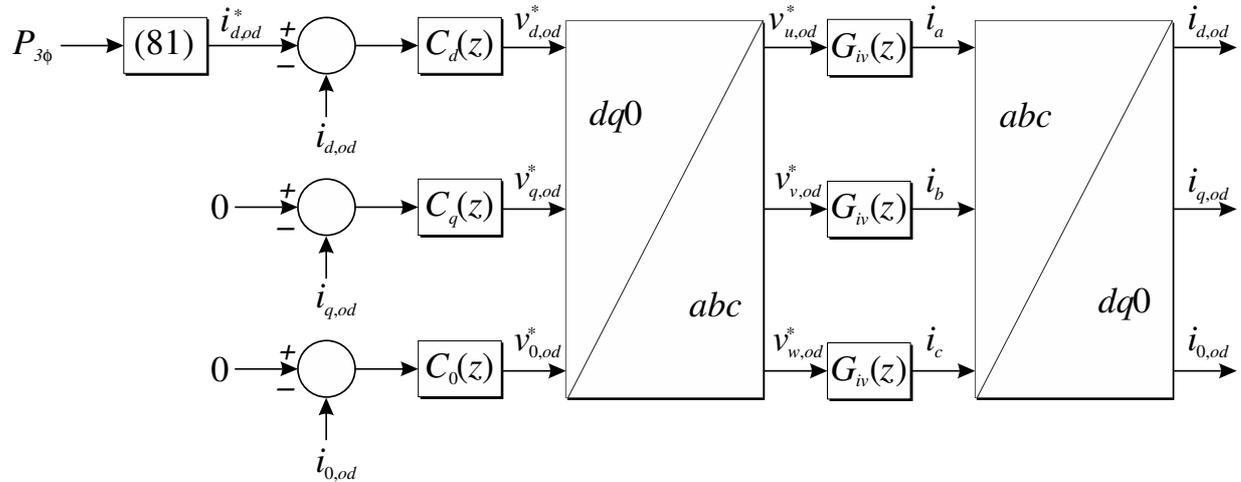
$$i_a(t) = i_u(t); i_b(t) = i_v(t) - i_u(t); i_c(t) = -i_v(t). \quad (81)$$

Nesse caso, a corrente de referência $i_{d,od}^*(t)$ é determinada através de:

$$i_{d,od}^*(t) = \sqrt{\frac{2P_{3\phi}}{3R_Y}}. \quad (82)$$

A seguir, os sinais de referência são comparados com as correntes de saída nas resistências $i_a(t)$, $i_b(t)$ e $i_c(t)$. Os controladores são responsáveis pelo rastreamento dos sinais

Figura 44 – Diagrama de blocos para o controle da corrente de saída do conversor em operação delta aberto.



Fonte: (Próprio autor).

de referência, gerando os sinais modulantes $v_{d,od}^*(t)$, $v_{q,od}^*(t)$ e $v_{0,od}^*(t)$, no eixo de coordenadas síncronas $dq0$. Por fim, esses sinais são novamente referenciados ao eixo estacionário abc através da transformada de Park inversa:

$$\begin{bmatrix} v_{u,od}^*(t) \\ v_{v,od}^*(t) \\ v_{w,od}^*(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) & 1 \\ \cos(\omega t - 120^\circ) & -\sin(\omega t - 120^\circ) & 1 \\ \cos(\omega t + 120^\circ) & -\sin(\omega t + 120^\circ) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{d,od}^*(t) \\ v_{q,od}^*(t) \\ v_{0,od}^*(t) \end{bmatrix}. \quad (83)$$

Os sinais resultantes $v_{u,od}^*(t)$, $v_{v,od}^*(t)$ e $v_{w,od}^*(t)$ atuam como referências de tensão para as fases u , v e w do conversor, respectivamente, para que as correntes nas resistências $i_a(t)$, $i_b(t)$ e $i_c(t)$ sejam sintetizadas. Nesse caso, a potência é igualmente distribuída entre as duas fases do conversor em operação.

Assim, dois controladores do tipo proporcional integral (PI – *Proportional Integral*) $C_d(z)$ e $C_q(z)$ são utilizados para o rastreamento dos sinais de referência nos eixos d e q . No entanto, a corrente de sequência zero apresenta característica senoidal, e um controlador ressonante $C_0(z)$ é utilizado para obtenção do sinal de referência no eixo 0.

4.3 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

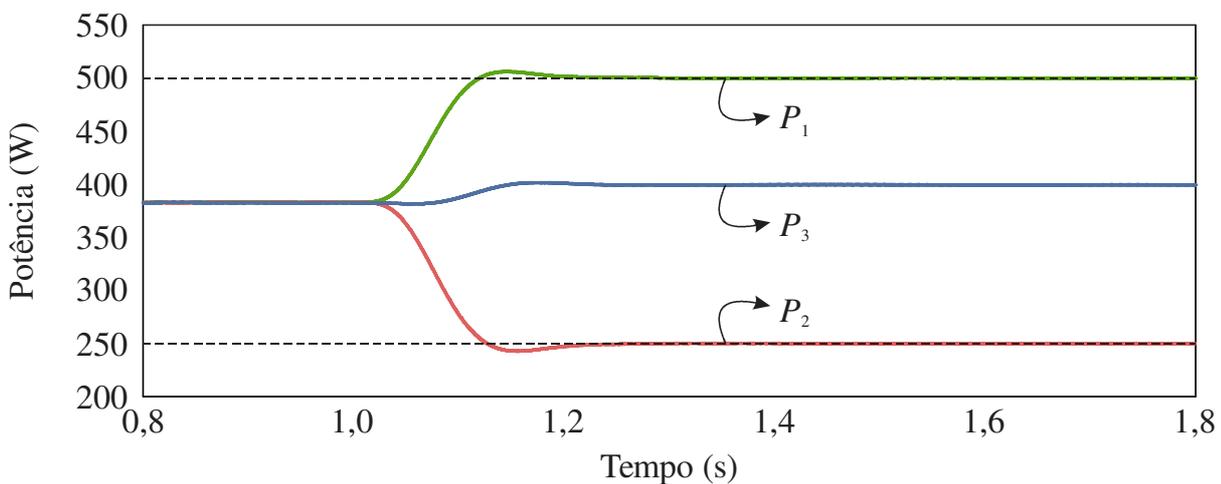
Resultados de simulação são obtidos utilizando-se o *software* PSIM, a fim de comprovar a capacidade de distribuição de potência das técnicas apresentadas. Primeiramente a estratégia de balanceamento intermodular é apresentada, utilizando-se uma configuração

monofásica com três módulos em ponte completa conectados em cascata. A seguir, a estratégia de balanceamento interfásorial é verificada, com o conversor em operação trifásica normal e em delta aberto.

4.3.1 Estratégia de balanceamento intermodular

A capacidade de balanceamento de potência intermodular pode ser verificada na Figura 45, para uma configuração com três módulos em ponte completa conectados em cascata, de acordo com a Figura 29. Os parâmetros utilizados para a implementação da simulação são apresentados na Tabela 13. Nesse caso, as baterias foram substituídas por fontes ideais de tensão de 100 V. Um degrau nos valores de referência de potência para os módulos M_1 e M_2 é implementado em 1 s, alterando os valores dos indicadores de desbalanceamento de $\rho_u = \rho_v = 0,333$ para $\rho_u = 0,64$ e $\rho_v = 0,24$ nesse instante. Assim, o conversor altera a distribuição de potência dos módulos ao passo que mantém a potência total de operação e a tensão de saída dos módulos constantes, de acordo com a Figura 46. O comportamento das variáveis de controle $\delta_1(t)$ e $\delta_2(t)$, definidas pelos controladores $C(z)$ para a definição dos tempos de aplicação dos estados redundantes pode ser verificado na Figura 47.

Figura 45 – Capacidade de balanceamento de potência intermodular.



Fonte: (Próprio autor).

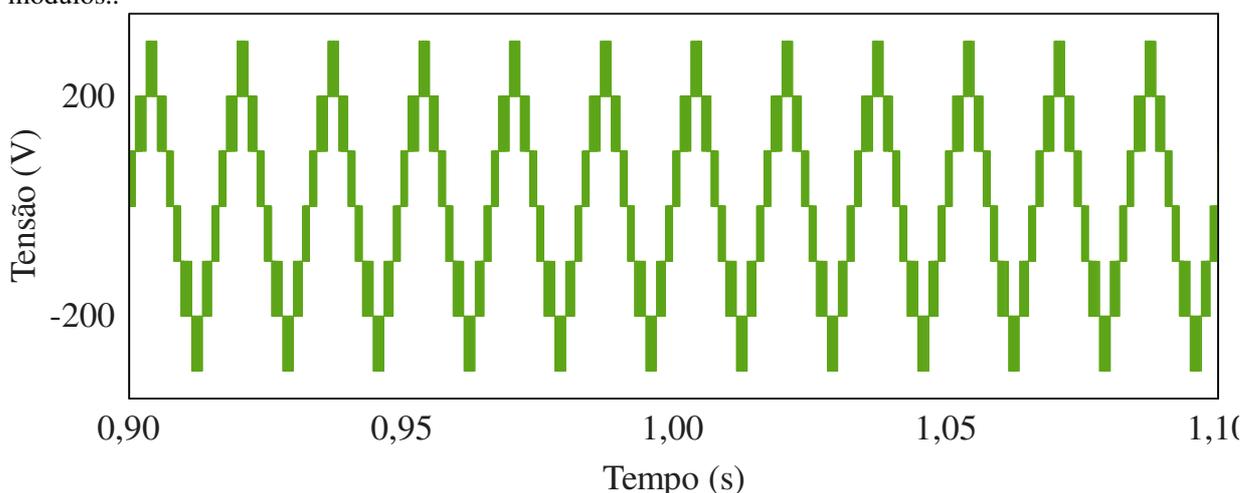
Nesse sentido, uma comparação entre o desempenho de diferentes estratégias de modulação para o conversor com módulos em ponte completa conectados em cascata é realizada. A análise a seguir apresenta um estudo detalhado comparativo entre a estratégia PSPWM convencional (SOCHOR e AKAGI, 2017), a estratégia HMSCZS (YANG et al.,

Tabela 13 - Parâmetros de simulação para a estratégia de balanceamento intermodular.

Parâmetro	Valor
Potência	1,15 kW
Tensão total do barramento	300 V
Fator de potência	1
Número de módulos	3
Frequência fundamental	60 Hz
Frequência de comutação	3 kHz
Indutância do filtro	1,25 mH
Carga resistiva	20 Ω

Fonte: (Próprio autor).

Figura 46 - Tensão de saída do conversor mediante degrau nos valores de referência de potência dos módulos..



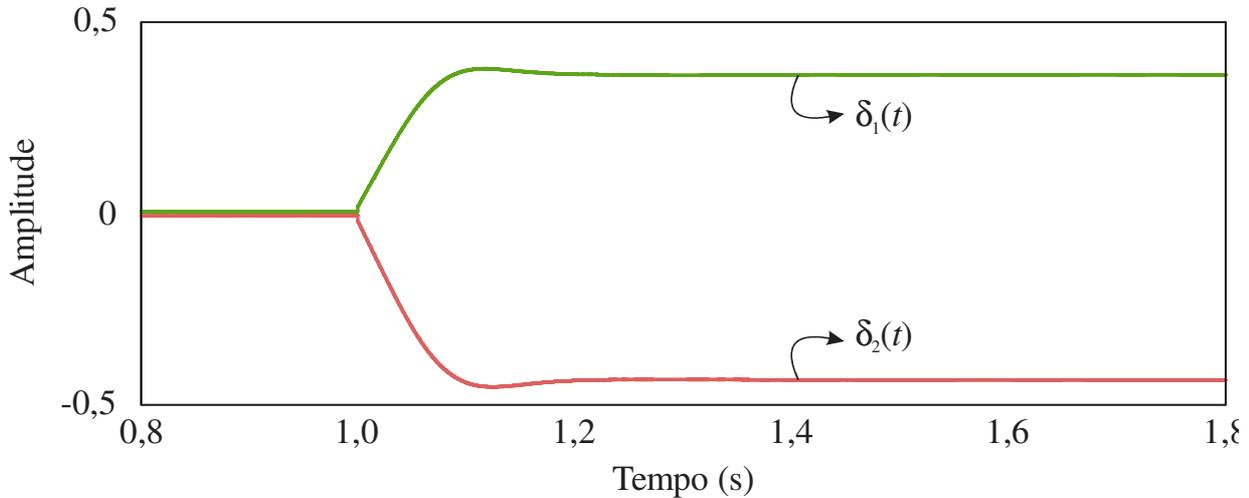
Fonte: (Próprio autor).

2021), a estratégia VAPSPWM (MARQUEZ et al., 2017) e a estratégia SVM proposta nesta Tese de Doutorado, para uma configuração com três módulos em ponte completa conectados em cascata.

4.3.1.1 Análise comparativa para os mesmos níveis de potência entre os módulos

A operação de cada módulo do conversor com os mesmos níveis de potência, apesar de incomum em sistemas de armazenamento de energia com baterias de segunda vida, é uma alternativa interessante para uma análise inicial. Para esse caso, a implementação das estratégias pode ser simplificada, visto que a tensão de referência é igualmente dividida entre os módulos, com exceção para a estratégia de modulação híbrida. Assim, cada um dos módulos opera com uma potência igual a 383 W.

Figura 47 – Variáveis de controle $\delta_1(t)$ e $\delta_2(t)$ mediante degrau nos valores de referência de potência dos módulos.



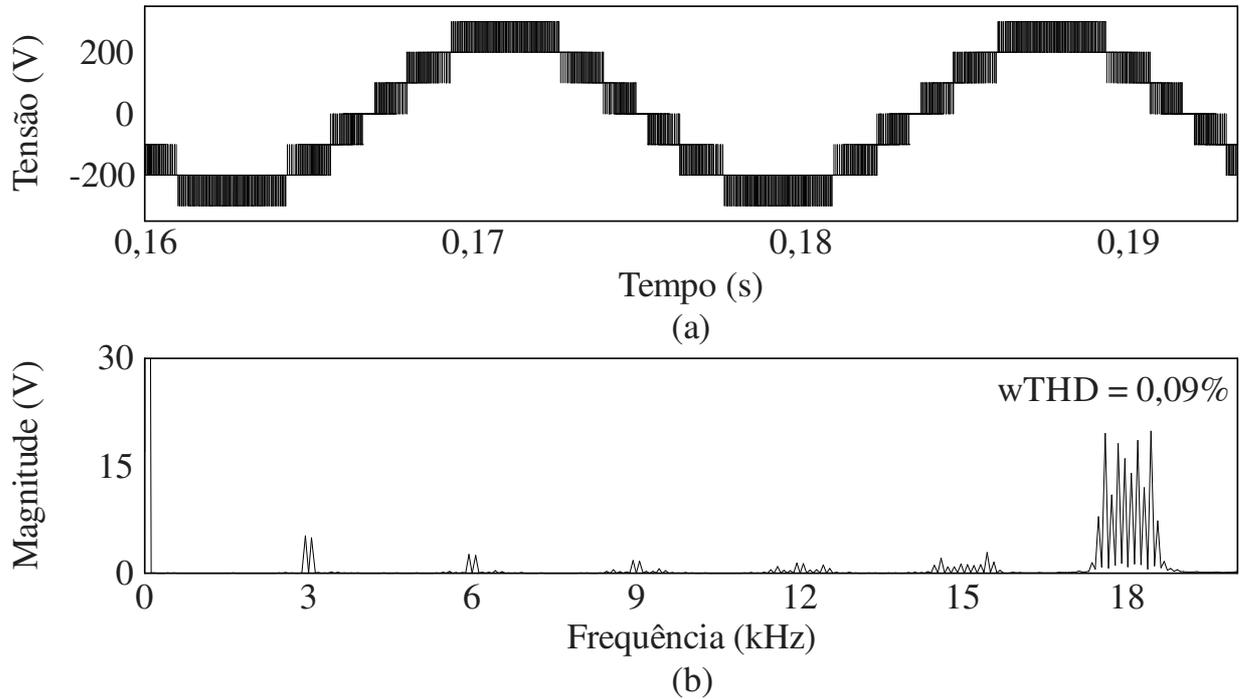
Fonte: (Próprio autor).

A Figura 48 (a) apresenta a forma de onda da tensão de saída para a estratégia PSPWM convencional, considerando-se $P_1 = P_2 = P_3 = 383$ W. Apesar de cada um dos módulos operar com uma frequência de comutação igual a 3 kHz, a frequência aparente da forma de onda da tensão de saída é igual a 18 kHz, decorrente do efeito multiplicativo dessa técnica. Isso pode ser verificado no espectro harmônico da Figura 48 (b), em que as componentes harmônicas mais significativas estão localizadas nas bandas laterais da frequência aparente de comutação do conversor, resultando em uma taxa de distorção harmônica ponderada (wTHD – *Weighted Total Harmonic Distortion*) igual a 0,09% (HOLMES e LIPO, 2003). A discretização da estratégia de controle resulta em componentes harmônicas de baixa amplitude em frequências múltiplas da frequência de amostragem.

A tensão de saída para a estratégia de modulação VAPSPWM é apresentada na Figura 49 (a). Nesse caso, o resultado é idêntico ao apresentado para a estratégia de modulação PSPWM convencional, visto que as defasagens das portadoras triangulares não precisam ser recalculadas. Assim, as componentes harmônicas mais significativas da tensão de saída também estão localizadas nas bandas laterais do sêxtuplo da frequência de comutação dos interruptores, de acordo com a Figura 49 (b).

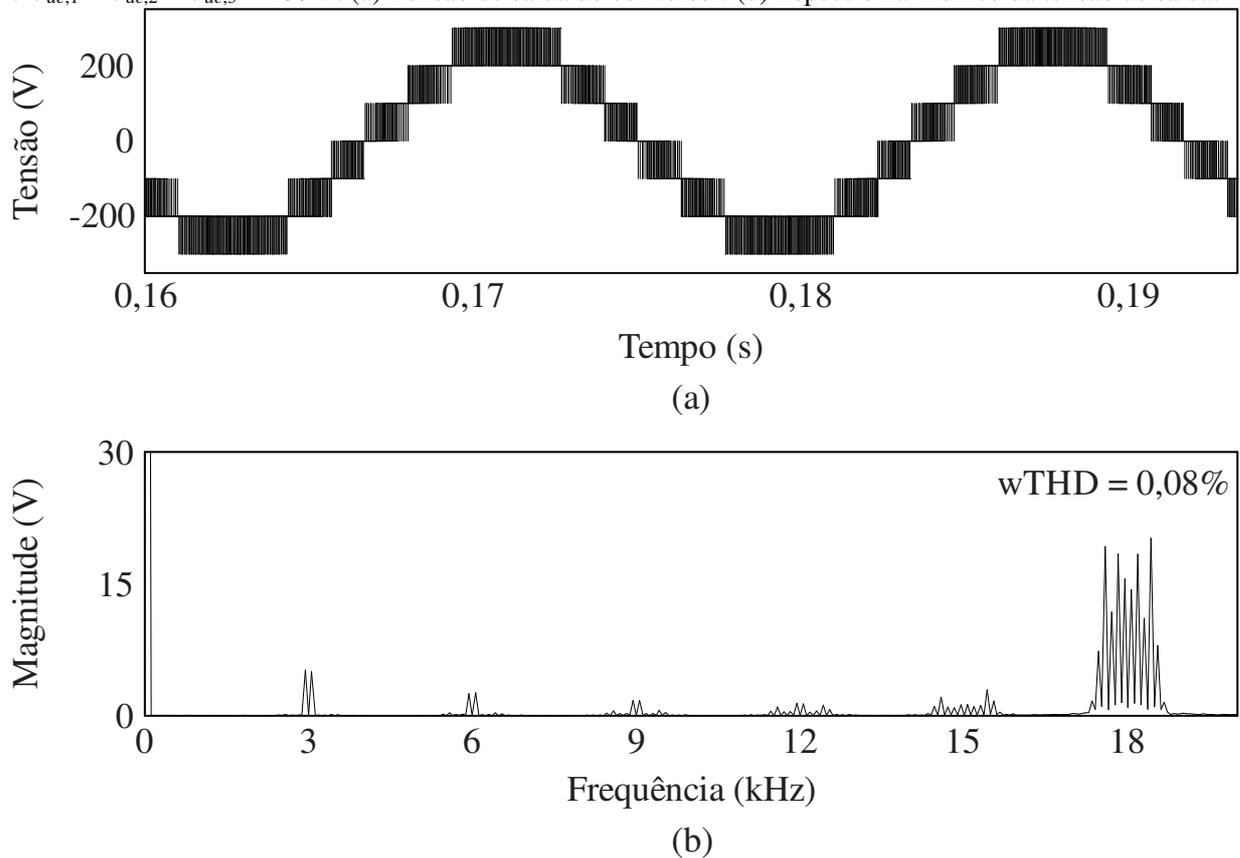
A Figura 50 (a) apresenta a forma de onda da tensão de saída sintetizada utilizando-se HMSCZS. Nesse caso, apenas um dos módulos opera em PWM, enquanto os módulos restantes geram V_{dc} , 0 ou $-V_{dc}$. Esse fenômeno diminui significativamente a qualidade da forma de onda de saída em relação às estratégias anteriores e resulta em componentes harmônicas de baixa frequência no espectro da tensão de saída do conversor, de acordo com a Figura 50 (b).

Figura 48 - Formas de onda do CHBMC para a estratégia PSPWM convencional considerando $P_1 = P_2 = P_3 = 383 \text{ W}$ e $V_{dc,1} = V_{dc,2} = V_{dc,3} = 100 \text{ V}$. (a) Tensão de saída do conversor. (b) Espectro harmônico da tensão de saída.



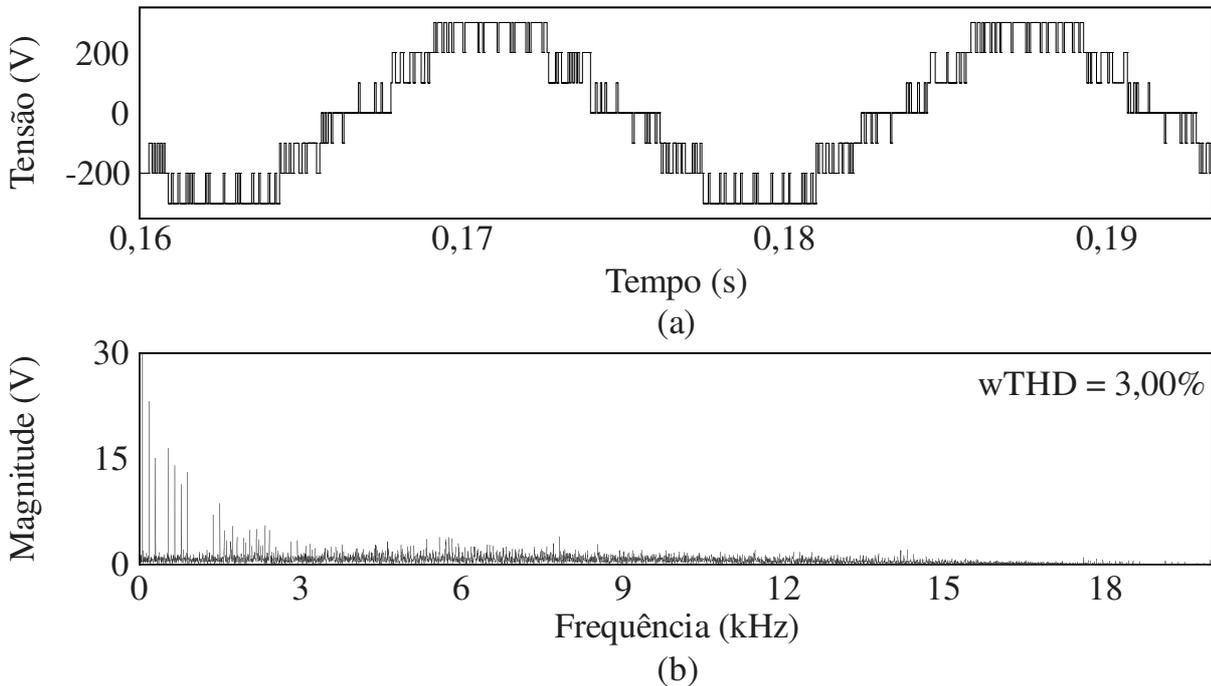
Fonte: (Próprio autor).

Figura 49 - Formas de onda do CHBMC para a estratégia VAPSPWM considerando $P_1 = P_2 = P_3 = 383 \text{ W}$ e $V_{dc,1} = V_{dc,2} = V_{dc,3} = 100 \text{ V}$. (a) Tensão de saída do conversor. (b) Espectro harmônico da tensão de saída.



Fonte: (Próprio autor).

Figura 50 – Formas de onda do CHBMC para a HMSCZS considerando $P_1 = P_2 = P_3 = 383 \text{ W}$ e $V_{dc,1} = V_{dc,2} = V_{dc,3} = 100 \text{ V}$. (a) Tensão de saída do conversor. (b) Espectro harmônico da tensão de saída.



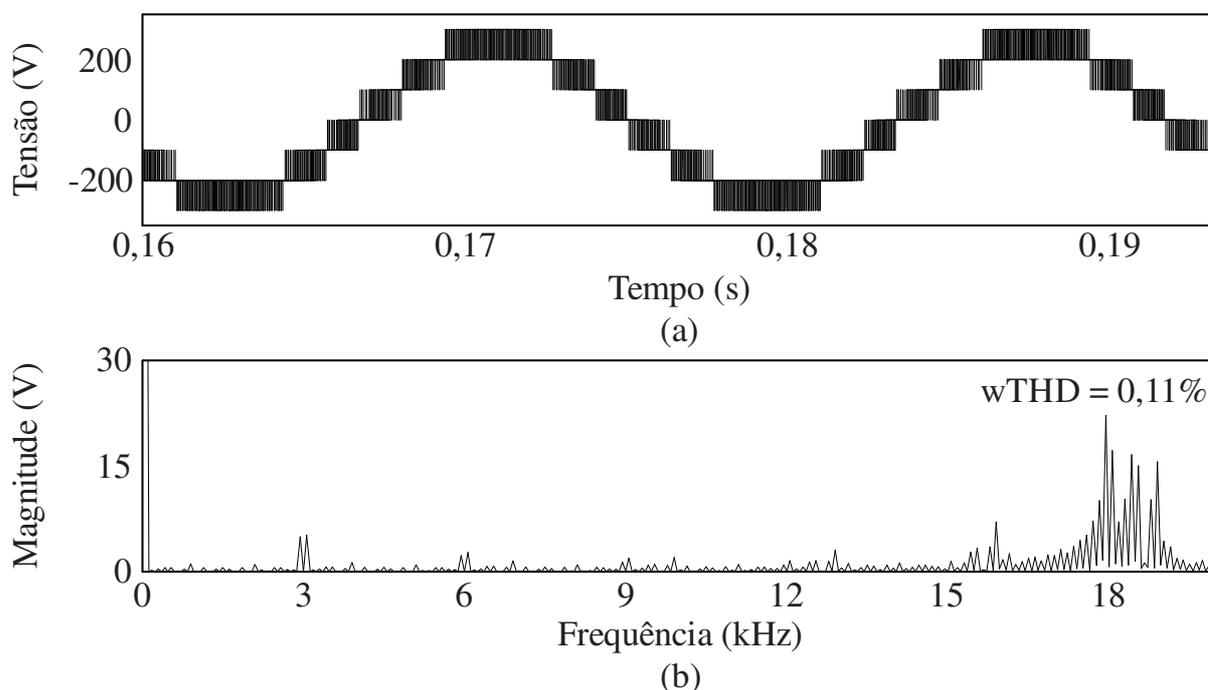
Fonte: (Próprio autor).

Por fim, a tensão de saída para a estratégia de modulação vetorial proposta nesta Tese de Doutorado é apresentada na Figura 51 (a). Nesse caso, a forma de onda de saída é bastante similar à obtida para estratégia de modulação PSPWM convencional, mostrada na Figura 48 (a), caracterizada pelo efeito multiplicativo da frequência de comutação. Essa característica pode ser observada no espectro harmônico da tensão de saída para a estratégia SVM, apresentada na Figura 51 (b), em que as componentes harmônicas mais significativas estão localizadas em uma frequência de 18 kHz.

4.3.1.2 Análise comparativa para diferentes níveis de potência entre os módulos

Em sistemas de armazenamento de energia com baterias de segunda vida, pode ser necessário que os módulos operem com quantidades distintas de potência, em função dos diferentes parâmetros das baterias. Como a corrente é a mesma para todos os módulos em ponte completa, o desequilíbrio de potência é controlado através do ajuste da tensão de referência de cada módulo. No entanto, esse efeito resulta em menor desempenho harmônico para a tensão de saída do conversor para a estratégia PSPWM convencional. Com o objetivo de minimizar esse efeito, técnicas como a VAPSPWM, a HMCSZ e a SVM foram propostas e

Figura 51 - Formas de onda do CHBMC para a estratégia SVM proposta considerando $P_1 = P_2 = P_3 = 383 \text{ W}$ e $V_{dc,1} = V_{dc,2} = V_{dc,3} = 100 \text{ V}$. (a) Tensão de saída do conversor. (b) Espectro harmônico da tensão.



Fonte: (Próprio autor).

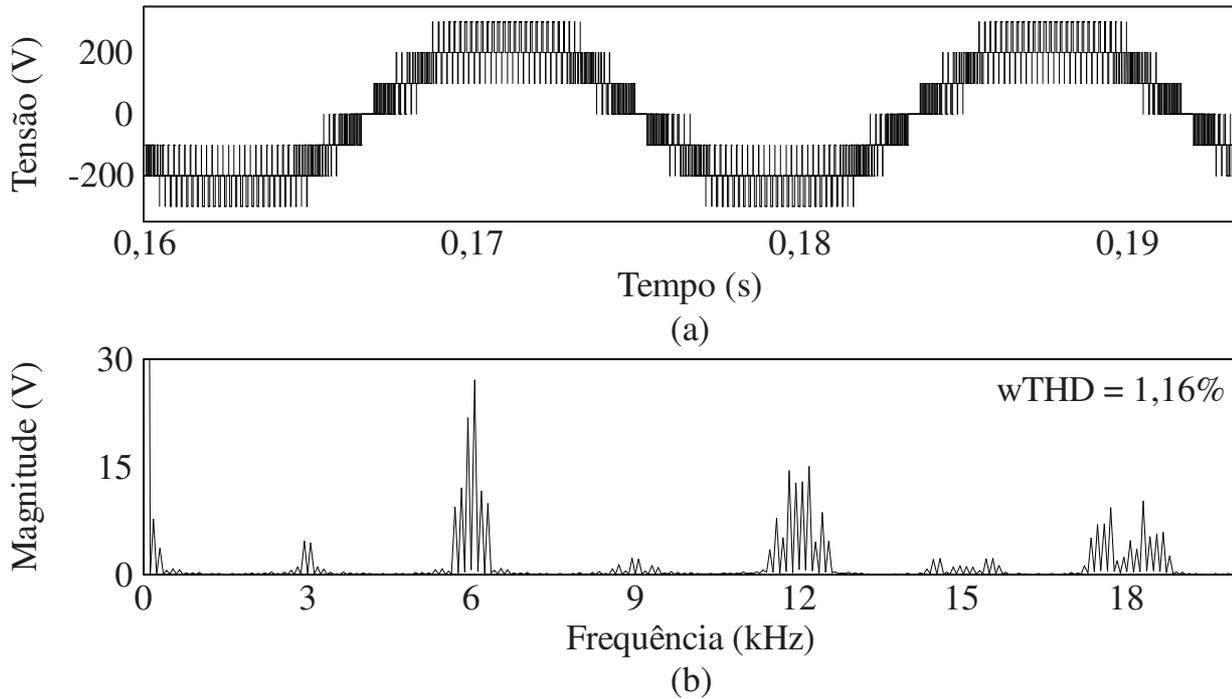
serão comparadas nesta seção considerando-se os níveis de potência $P_1 = 500 \text{ W}$, $P_2 = 250 \text{ W}$ e $P_3 = 400 \text{ W}$.

A tensão de saída do conversor para a estratégia PSPWM convencional é apresentada na Figura 52 (a). Nesse caso, para atingir a distribuição de potência desejada, a tensão de saída do módulo M_1 satura. Esse efeito afeta negativamente o espectro da tensão de saída do conversor, que passa a apresentar componentes significativas em frequências múltiplas de 6 kHz de acordo com a Figura 52 (b).

A forma de onda da tensão de saída para a estratégia VAPSPWM é apresentada na Figura 53 (a). Nesse caso, as defasagens das portadoras triangulares são calculadas a cada período de comutação, através de funções trigonométricas (MARQUEZ et al., 2017). Esse método diminui as componentes harmônicas no dobro da frequência de comutação do conversor, de acordo com a Figura 53 (b). No entanto, o módulo M_1 continua operando em sobremodulação, e a wTHD continua praticamente igual à apresentada na Figura 52 (b).

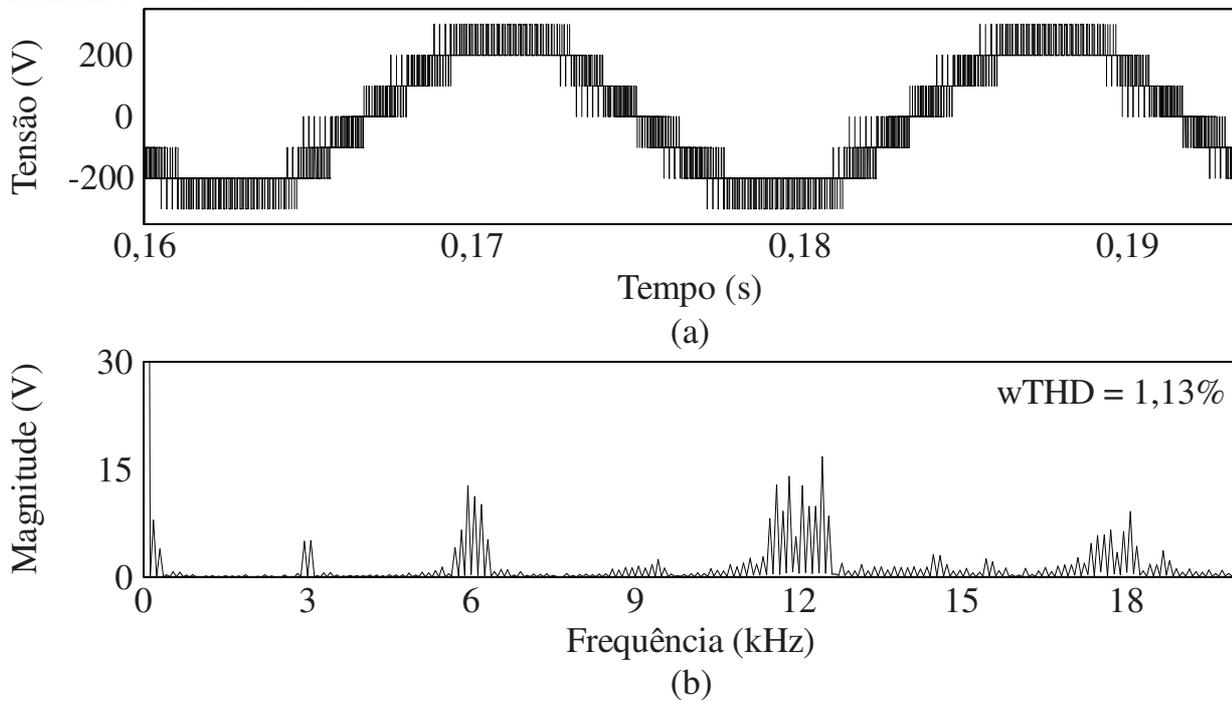
A Figura 54 (a) apresenta a forma de onda da tensão de saída sintetizada utilizando-se a HMSCZS. Nesse caso, os níveis de tensão V_{dc} , 0 e $-V_{dc}$, para os módulos que operam em baixa frequência, são escolhidos para atingir a distribuição de potência desejada, enquanto um único módulo opera em alta frequência, definido a qualidade da forma de onda da tensão de

Figura 52 - Formas de onda do CHBMC para a estratégia PSPWM considerando $P_1 = 500$ W, $P_2 = 250$ W e $P_3 = 400$ W e $V_{dc,1} = V_{dc,2} = V_{dc,3} = 100$ V. (a) Tensão de saída do conversor. (b) Espectro harmônico da tensão de saída.



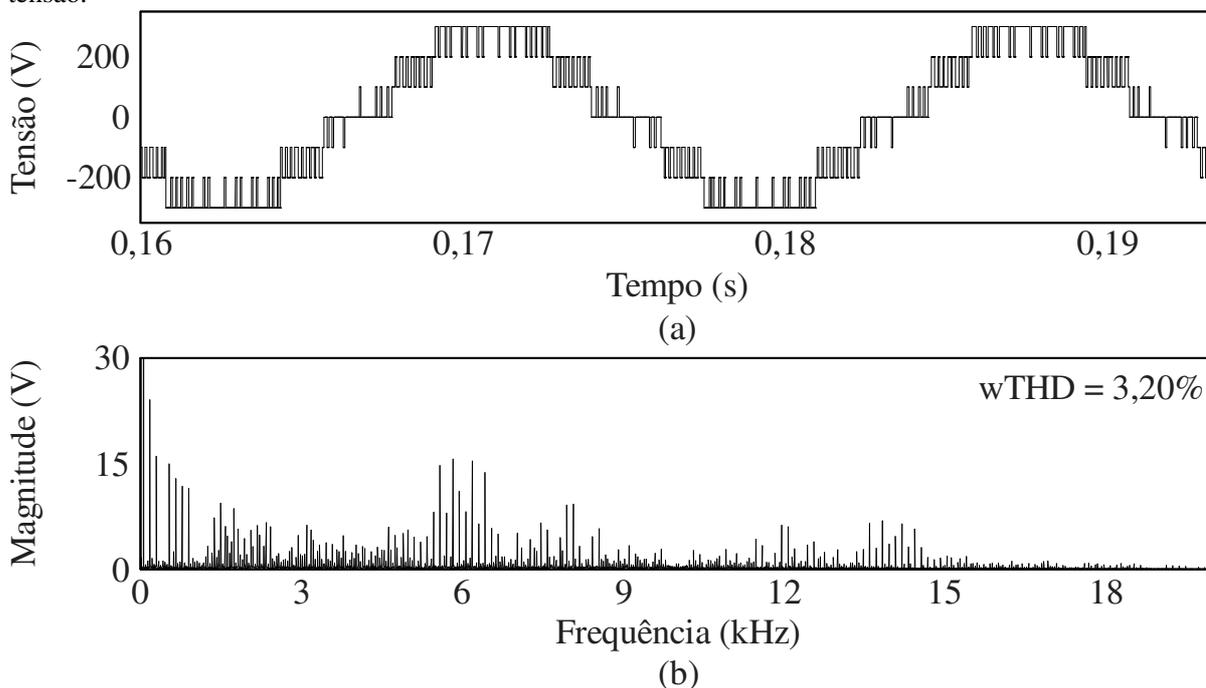
Fonte: (Próprio autor).

Figura 53 - Formas de onda do CHBMC para a estratégia VAPSPWM considerando-se $P_1 = 500$ W, $P_2 = 250$ W e $P_3 = 400$ W e $V_{dc,1} = V_{dc,2} = V_{dc,3} = 100$ V. (a) Tensão de saída do conversor. (b) Espectro harmônico da tensão de saída.



Fonte: (Próprio autor).

Figura 54 – Formas de onda do CHBMC para HMSCZS considerando $P_1 = 500$ W, $P_2 = 250$ W e $P_3 = 400$ W e $V_{dc,1} = V_{dc,2} = V_{dc,3} = 100$ V. (a) Tensão de saída do conversor. (b) Espectro harmônico da tensão.



Fonte: (Próprio autor).

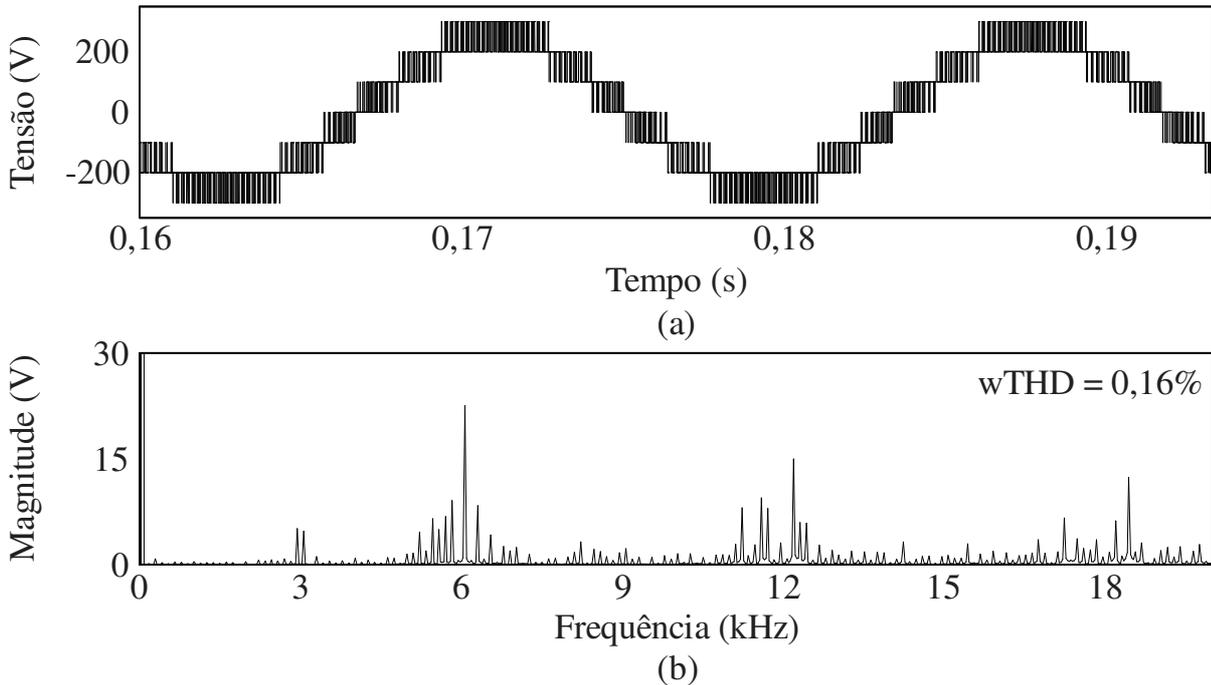
saída. Como resultado, esse método apresenta componentes harmônicas elevadas em baixa frequência, de acordo com a Figura 54 (b).

Finalmente, a tensão de saída para a estratégia SVM proposta é apresentada na Figura 55 (a). Nessa situação, a distribuição de potência $P_1 = 500$ W, $P_2 = 250$ W e $P_3 = 400$ W é atingida com todos os módulos operando na região linear (sem sobremodulação), aumentando significativamente a qualidade da forma de onda de saída. O espectro harmônico obtido para essa técnica é apresentado na Figura 55 (b).

4.3.1.3 Análise comparativa para diferentes níveis de potência entre os módulos com diferentes valores de tensão do barramento

Sistemas de armazenamento de energia podem ainda conter diferentes modelos de baterias de segunda vida cujas tensões apresentam ligeiras diferenças. Essa particularidade resulta em espaçamentos assimétricos entre os níveis da tensão de saída do conversor, além de impactar diretamente sobre a capacidade de distribuição de potência entre os módulos. Assim, esta seção dedica-se à análise do desempenho das estratégias de modulação PSPWM convencional, VAPSPWM, HMSCZS e SVM sob diferentes condições de tensão do

Figura 55 - Formas de onda do CHBMC para a estratégia SVM considerando $P_1 = 500$ W, $P_2 = 250$ W e $P_3 = 400$ W e $V_{dc,1} = V_{dc,2} = V_{dc,3} = 100$ V. (a) Tensão de saída do conversor. (b) Espectro harmônico da tensão.



Fonte: (Próprio autor).

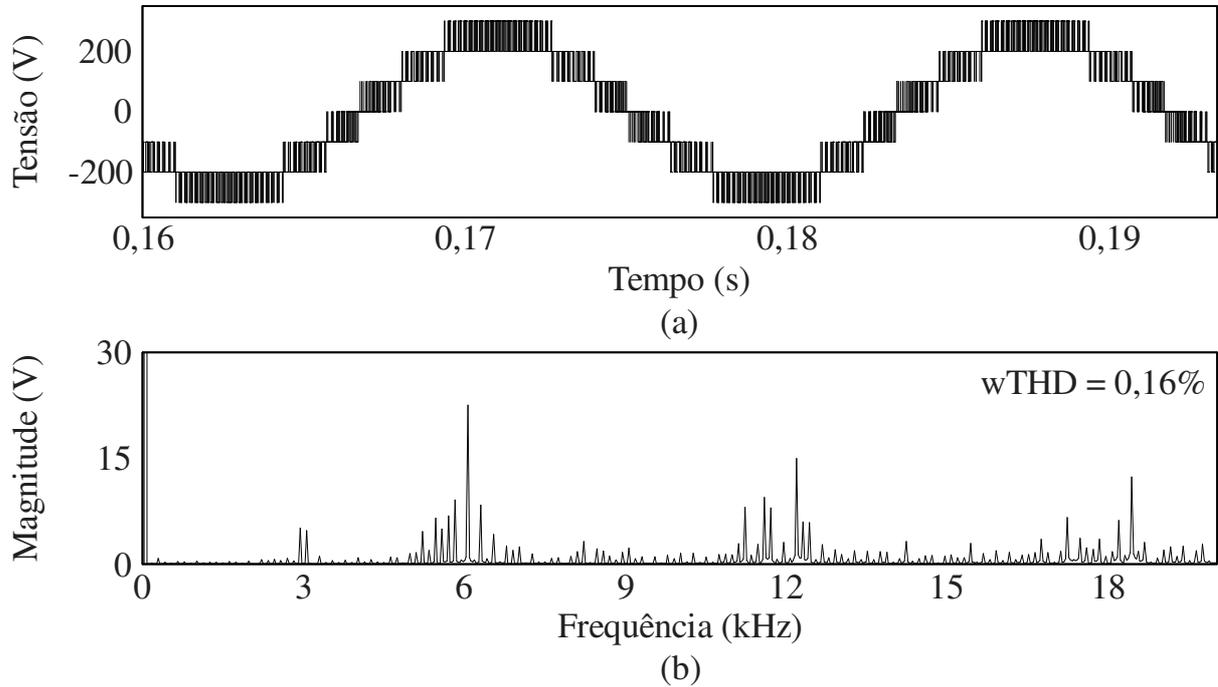
barramento ($V_{dc,1} = 120$ V, $V_{dc,2} = 80$ V e $V_{dc,3} = 100$ V) e para a mesma condição de desbalanceamento de potência da seção anterior ($P_1 = 500$ W, $P_2 = 250$ W e $P_3 = 400$ W).

A Figura 56 (a) apresenta a tensão de saída para a estratégia PSPWM convencional sob diferentes condições de tensão do barramento. Nesse caso, como a tensão do barramento do módulo M_1 é maior, o tempo de operação do módulo M_1 em sobremodulação é menor, e a wTHD é consideravelmente menor que o valor obtido na seção 4.3.1.2, de acordo com o espectro harmônico da Figura 56 (b).

O mesmo comportamento pode ser verificado para a estratégia VAPSPWM, de acordo com a Figura 57 (a). Nesse caso, há uma redução perceptível das componentes harmônicas no dobro da frequência de comutação em relação à estratégia PSPWM convencional, de acordo com a Figura 57 (b), resultado da determinação das defasagens das portadoras triangulares a cada período de comutação. No entanto, esse método demanda que sejam calculadas funções trigonométricas inversas e sua complexidade aumenta consideravelmente para um maior número de módulos.

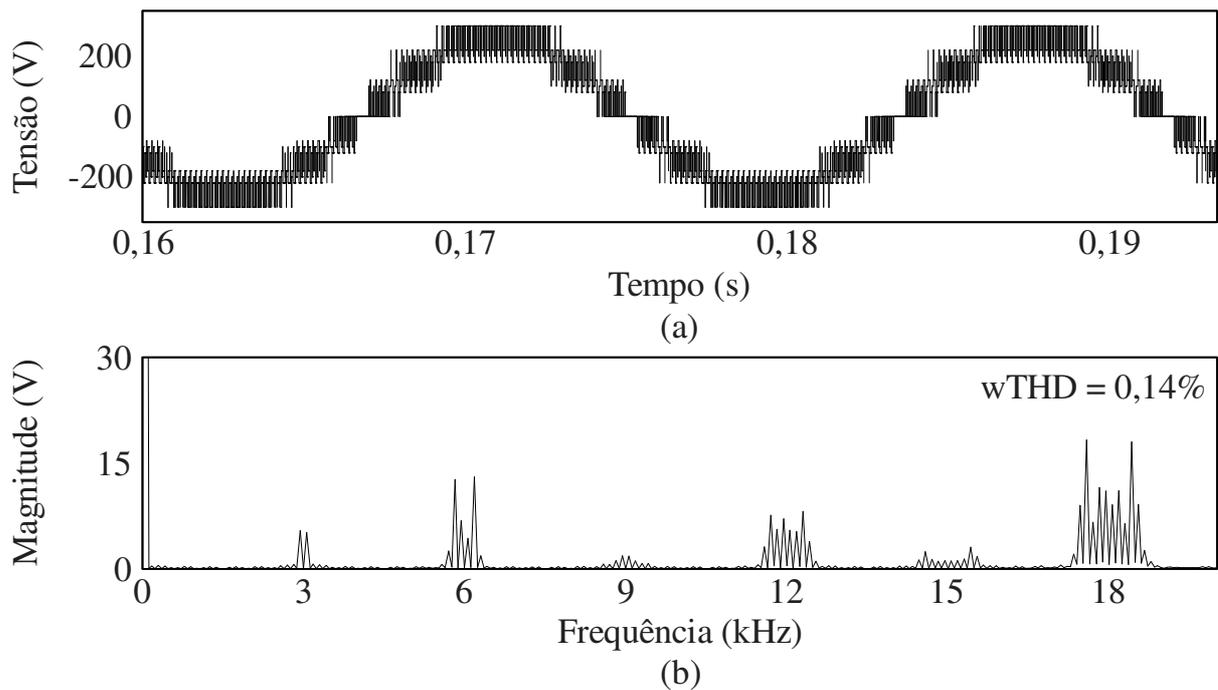
A tensão de saída para a HMSCZS é apresentada na Figura 58 (a) e possui uma quantidade significativa de componentes harmônicas, mostradas na Figura 58 (b). Por fim, a tensão de saída para a estratégia SVM proposta nesta Tese de Doutorado é mostrada na Figura 59 (a). Essa forma de onda apresenta um valor intermediário de wTHD, entre as estratégias

Figura 56 - Formas de onda do CHBMC para a estratégia SVM considerando $P_1 = 500$ W, $P_2 = 250$ W e $P_3 = 400$ W e $V_{dc,1} = V_{dc,2} = V_{dc,3} = 100$ V. (a) Tensão de saída do conversor. (b) Espectro harmônico da tensão.



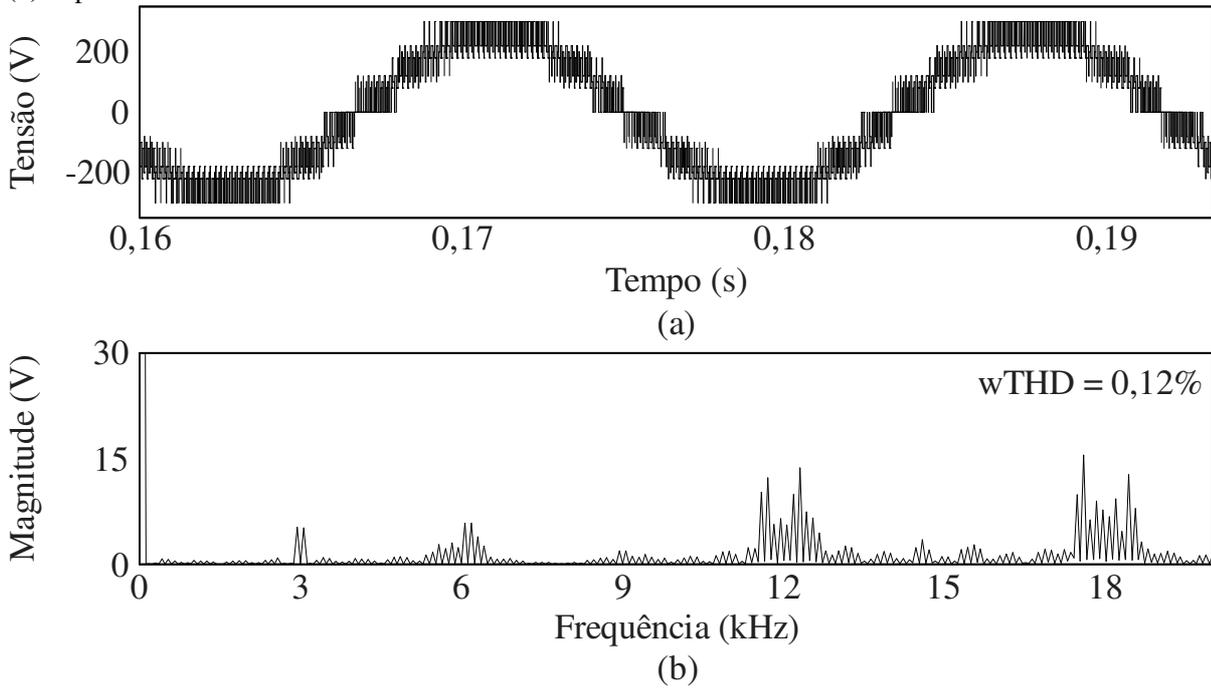
Fonte: (Próprio autor).

Figura 57 - Formas de onda do CHBMC para a estratégia PSPWM convencional, considerando $P_1 = 500$ W, $P_2 = 250$ W e $P_3 = 400$ W e $V_{dc,1} = 120$ V, $V_{dc,2} = 80$ V e $V_{dc,3} = 100$ V. (a) Tensão de saída do conversor. (b) Espectro harmônico da tensão.



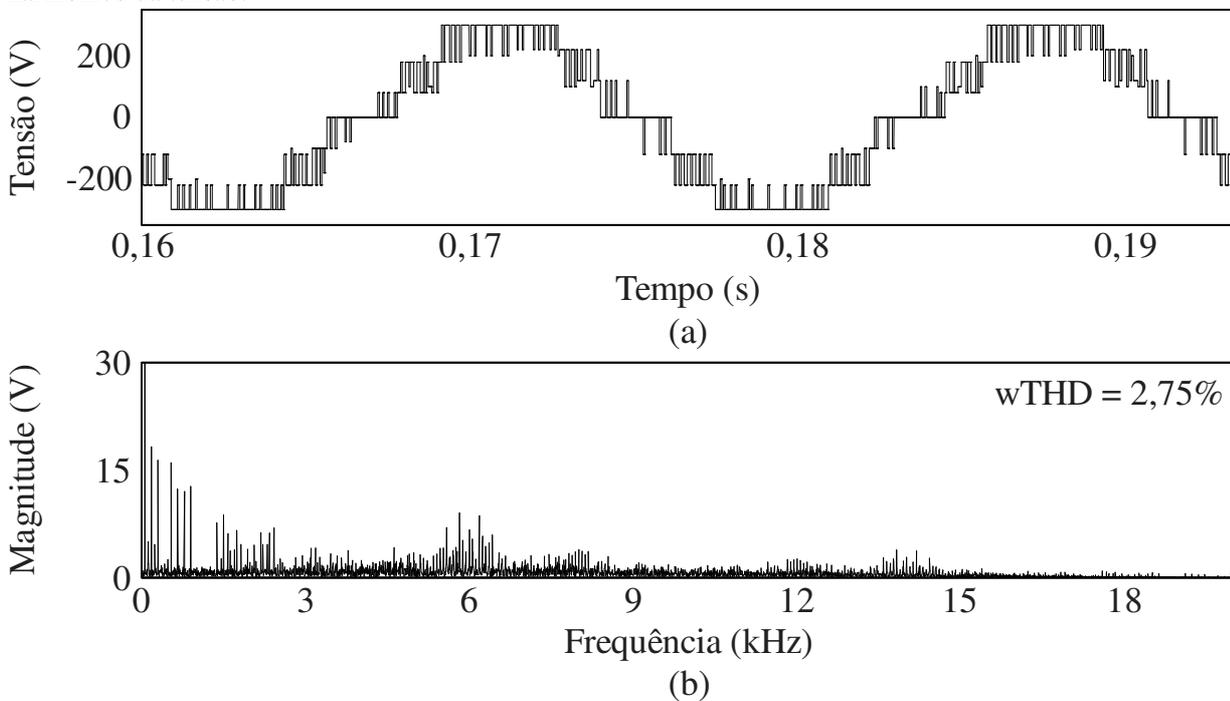
Fonte: (Próprio autor).

Figura 58 - Formas de onda do CHBMC para a estratégia VAPSPWM considerando $P_1 = 500$ W, $P_2 = 250$ W e $P_3 = 400$ W e $V_{dc,1} = 120$ V, $V_{dc,2} = 80$ V e $V_{dc,3} = 100$ V. (a) Tensão de saída do conversor. (b) Espectro harmônico da tensão.



Fonte: (Próprio autor).

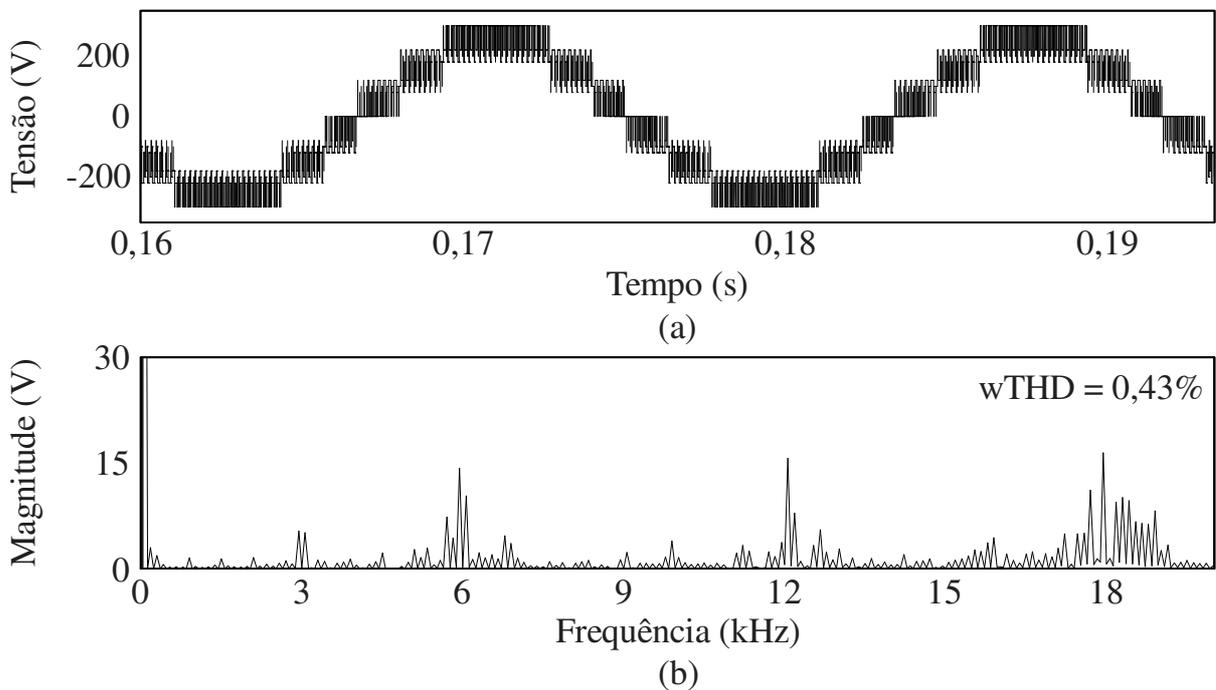
Figura 59 - Formas de onda do CHBMC para a HMSCZS considerando $P_1 = 500$ W, $P_2 = 250$ W e $P_3 = 400$ W e $V_{dc,1} = 120$ V, $V_{dc,2} = 80$ V e $V_{dc,3} = 100$ V. (a) Tensão de saída do conversor. (b) Espectro harmônico da tensão.



Fonte: (Próprio autor).

comparadas nesta seção, de acordo com a Figura 60 (b) visto que diferentes níveis de tensão do barramento resultam em modificações no espaço vetorial apresentado na Figura 30. Redefinindo-se o tempo de aplicação dos estados redundantes para essa situação, é possível aumentar o desempenho harmônico da estratégia SVM proposta. As principais características de cada uma das estratégias de modulação comparadas nesta seção são sumarizadas na Tabela 14.

Figura 60 - Formas de onda do CHBMC para a estratégia SVM considerando $P_1 = 500$ W, $P_2 = 250$ W e $P_3 = 400$ W e $V_{dc,1} = 120$ V, $V_{dc,2} = 80$ V e $V_{dc,3} = 100$ V. (a) Tensão de saída do conversor. (b) Espectro harmônico da tensão.



Fonte: (Próprio autor).

Tabela 14 – Comparação entre as estratégias de modulação.

Estratégia	Complexidade	Desempenho Harmônico
PSPWM	Baixa	Média
VA-PS	Alta	Média
HMSCZS	Média	Baixa
SVM	Média	Alta

Fonte: (Próprio autor).

A estratégia de modulação PSPWM é a que apresenta maior simplicidade de implementação e um bom desempenho harmônico sob condições simétricas de balanceamento de potência. No entanto, a qualidade da forma de onda da tensão de saída diminui à medida que os desequilíbrios de potência entre os módulos aumentam. Para minimizar esse problema, é possível calcular as defasagens das portadoras triangulares a cada período de comutação, de acordo com a estratégia VAPSPWM. No entanto, esse método apresenta grande dificuldade de implementação, e métodos numéricos são usualmente implementados para obtenção dos resultados de funções trigonométricas inversas. A HMSCZS é uma estratégia bastante direta para lidar com desbalanceamentos de potência. Contudo, apenas um módulo opera em alta frequência por vez, diminuindo significativamente a qualidade da forma de onda de saída do conversor. A estratégia SVM proposta apresenta um grau de complexidade intermediário entre as estratégias de modulação comparadas, visto que os tempos de aplicação dos estados redundantes são obtidos através de operações de soma e multiplicação. Além disso, essa técnica apresenta o melhor desempenho harmônico sob tensões do barramento simétricas e resultados aceitáveis sob tensões do barramento assimétricas.

4.3.2 Estratégia de balanceamento interfásorial

Com o objetivo de tornar a análise mais simples, resultados de simulação foram obtidos considerando-se uma configuração com apenas um módulo em ponte completa em cada fase do conversor. Essa estrutura é conectada a uma carga resistiva estruturada em estrela através de um filtro indutivo, de acordo com a Figura 41. Manipulando-se algebricamente (72), verifica-se que o valor da resistência deve ser igual à terça parte do valor apresentado na Tabela 11:

$$R_Y = \frac{R_\Delta}{3} = \frac{20\Omega}{3} = 6,67 \Omega. \quad (84)$$

Assim, para adaptar a simulação aos componentes disponíveis, foram utilizados resistores de 3Ω , e a potência de cada fase foi reduzida para 200 W. Além disso, aumentou-se a frequência de comutação f_s para 6 kHz, tendo em vista que não há efeito multiplicativo da frequência de comutação na tensão de saída do conversor para apenas um módulo por fase. Também aumentou-se o valor da indutância do filtro para 2,5 mH, diminuindo a ondulação da

corrente de saída $i(t)$ para esse caso. Os parâmetros utilizados para a implementação das simulações são apresentados na Tabela 15.

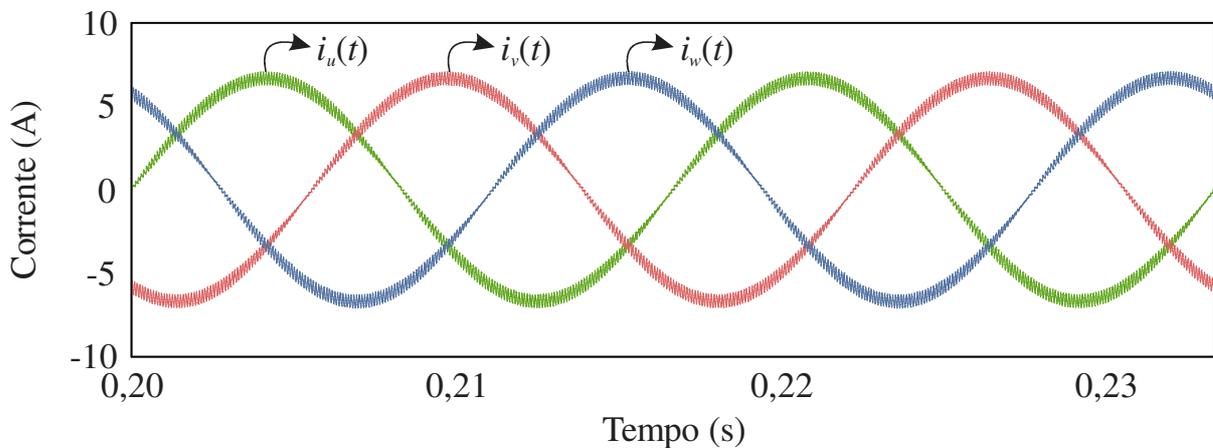
Tabela 15 – Parâmetros de simulação para a estratégia de balanceamento interfásorial.

Parâmetro	Valor
Potência	600 W
Tensão total do barramento	100 V
Fator de potência	1
Número de módulos	1
Frequência fundamental	60 Hz
Frequência de comutação	6 kHz
Indutância do filtro	2,5 mH
Carga resistiva	3 Ω

Fonte: (Próprio autor).

Considerando-se a mesma distribuição de potência entre as fases do conversor, os indicadores de desbalanceamento resultam em $\rho_u = \rho_v = 1/3$. Nesse caso, a potência é igualmente dividida entre as fases do conversor, visto que a corrente de sequência zero é nula e as correntes $i_u(t)$, $i_v(t)$ e $i_w(t)$ são perfeitamente equilibradas, de acordo com a Figura 61. Observe que as correntes na carga, apresentadas na Figura 62, mantém-se balanceadas.

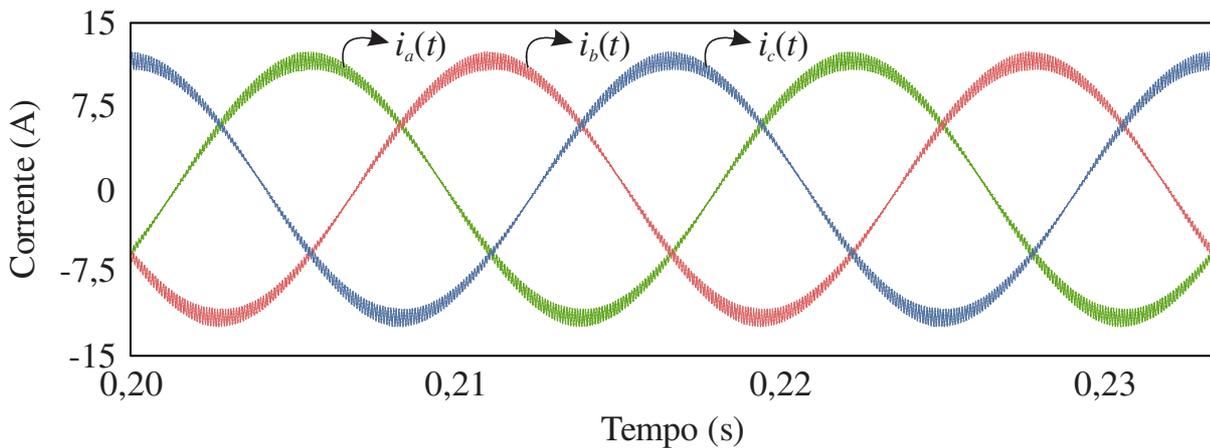
Figura 61 - Correntes $i_u(t)$, $i_v(t)$ e $i_w(t)$ para $\rho_u = \rho_v = 1/3$.



Fonte: (Próprio autor).

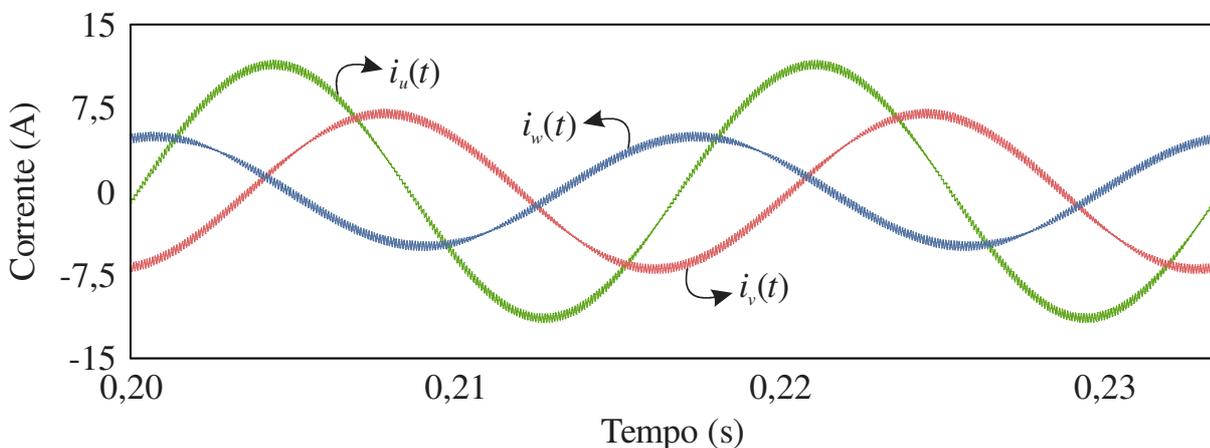
Resultados para a operação do conversor sob condições de desbalanceamento de potência são apresentados na Figura 63. Nesse caso, os indicadores de desbalanceamento ρ_u e ρ_v são iguais a 0,64 e 0,24, respectivamente, resultando em um ponto dentro da região sombreada apresentada na Figura 38. Nesse caso, o valor eficaz de corrente de sequência zero que garante a distribuição de potência desejada é igual a 3,81 A, quando calculada de acordo com (60). No entanto, limitando-se esse valor em 3,39 A, de acordo com (66), é possível reduzir o valor total da corrente que circula sobre os semicondutores em 0,9 A. Observe que as correntes nas resistências $i_a(t)$, $i_b(t)$ e $i_c(t)$ permanecem balanceadas, de acordo com a Figura 64. Nesse cenário, as baterias da fase w são as primeiras a atingir o valor mínimo de carga, de acordo com a Figura 65. A partir desse ponto, o conversor inicia a operação em delta aberto, até que as baterias da fase w atinjam o valor mínimo de carga.

Figura 62 - Correntes $i_a(t)$, $i_b(t)$ e $i_c(t)$ para $\rho_u = \rho_v = 1/3$.



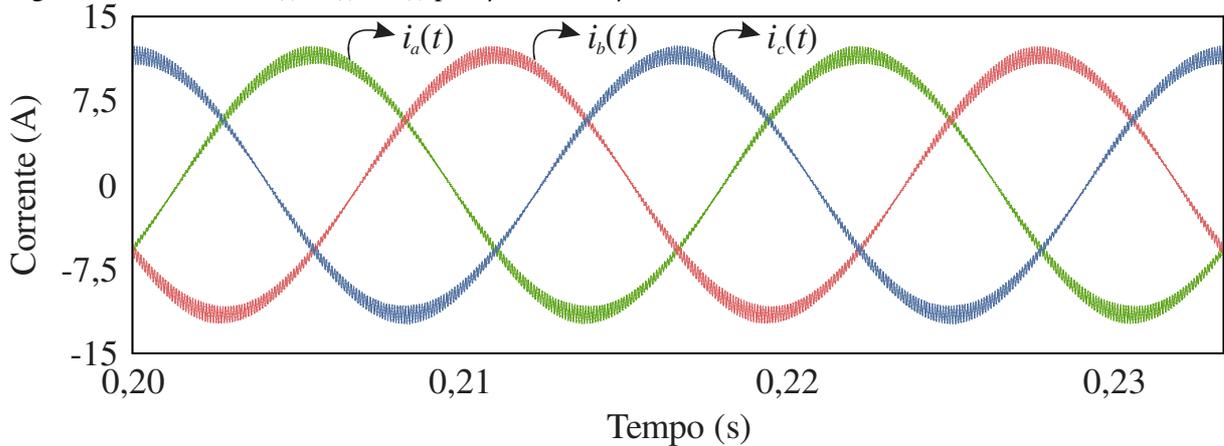
Fonte: (Próprio autor).

Figura 63 - Correntes $i_u(t)$, $i_v(t)$ e $i_w(t)$ para $\rho_u = 0,64$ e $\rho_v = 0,24$.



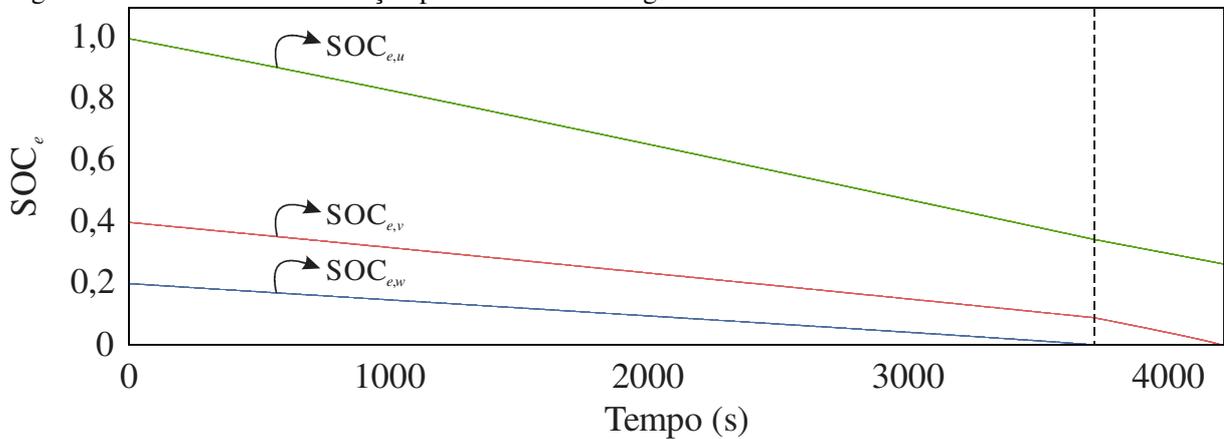
Fonte: (Próprio autor).

Figura 64 - Correntes $i_a(t)$, $i_b(t)$ e $i_c(t)$ para $\rho_u = 0,64$ e $\rho_v = 0,24$.



Fonte: (Próprio autor).

Figura 65 – Resultado de simulação para o estado de carga das baterias.



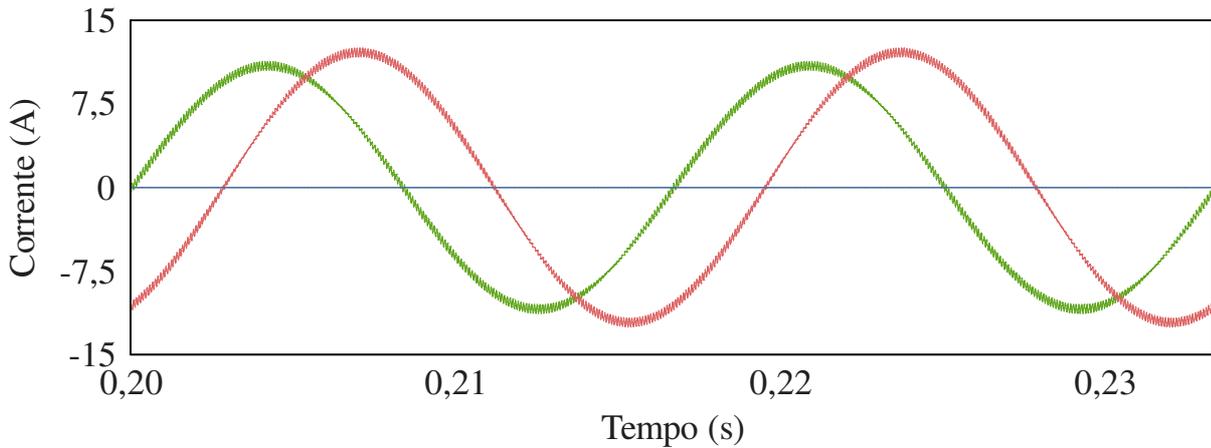
Fonte: (Próprio autor).

As correntes para operação em delta aberto são apresentadas na Figura 66. Note que apenas as fases u e v fornecem energia à carga, mantendo o valor eficaz da corrente igual ao valor obtido para a operação trifásica com injeção de corrente de sequência zero. As correntes sobre as resistências $i_a(t)$, $i_b(t)$ e $i_c(t)$ permanecem equilibradas, de acordo com a Figura 67. Por fim, um degrau de operação é realizado na Figura 68, onde o conversor inicia sua operação trifásica normal e alterna para operação em delta aberto a partir dos 0,2 s.

4.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

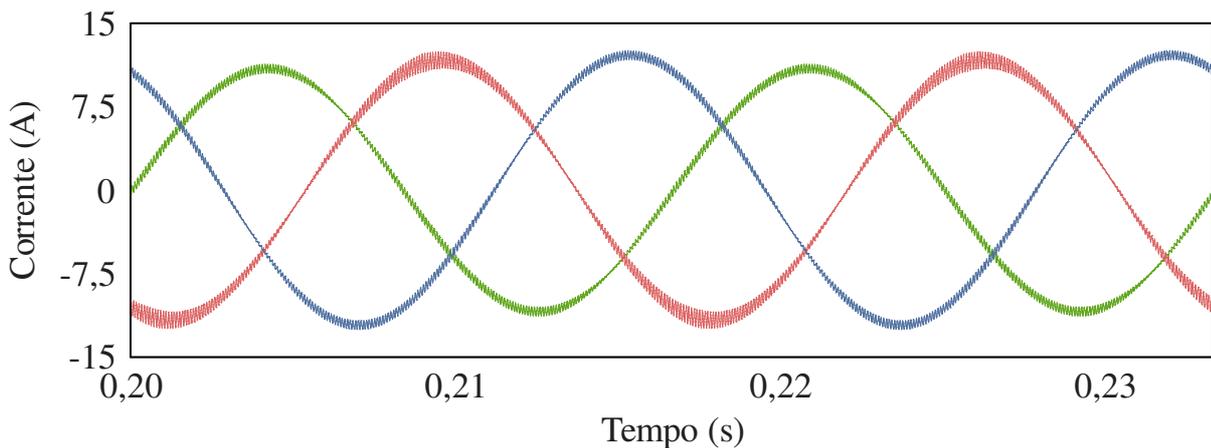
Este capítulo apresentou inicialmente o sistema de controle utilizado para a determinação das variáveis de controle δ_j , utilizadas para o cálculo dos tempos de aplicação dos estados redundantes. A seguir, as malhas de controle de corrente para a operação em delta convencional e em delta aberto são mostradas. Resultados de simulação comprovam a

Figura 66 - Correntes $i_u(t)$, $i_v(t)$ e $i_w(t)$ para operação em delta aberto.



Fonte: (Próprio autor).

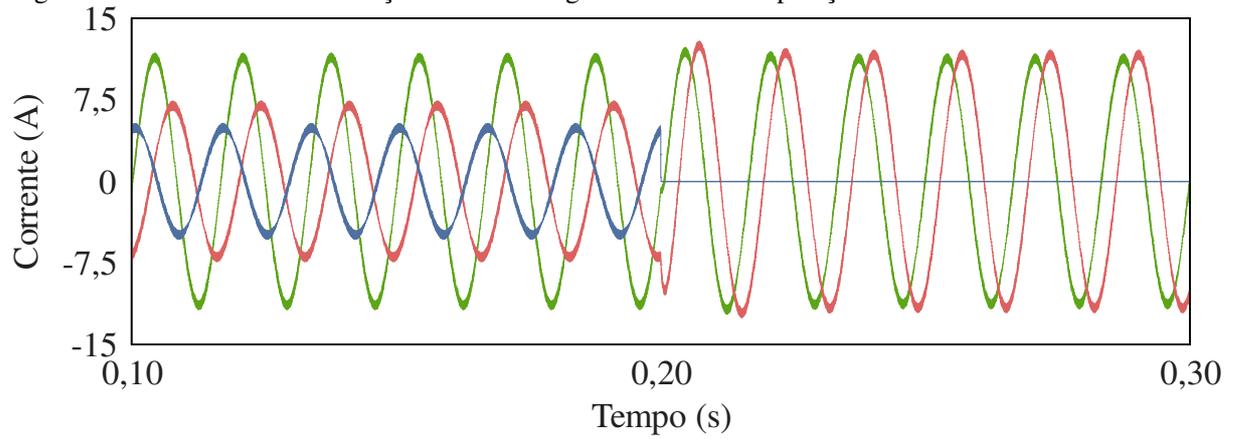
Figura 67 - Correntes $i_a(t)$, $i_b(t)$ e $i_c(t)$ para operação em delta aberto.



Fonte: (Próprio autor).

capacidade de distribuição de potência intermodular. Uma análise comparativa foi realizada entre as estratégias PSPWM, VAPSPWM, HMSCZS e a estratégia SVM proposta, demonstrando o melhor desempenho da estratégia SVM sob condição de desbalanceamento de potência entre os módulos. Por fim, foram apresentados os resultados de simulação referentes à estratégia de balanceamento de potência interfásorial, em que as correntes injetadas na carga permanecem equilibradas, independentemente do modo de operação do conversor. Resultados mediante degrau no modo de operação do conversor também são apresentados, comprovando a capacidade do sistema de controle de se recuperar de transitórios. Assim, o próximo capítulo destina-se à implementação do protótipo experimental

Figura 68 - Resultados de simulação mediante degrau no modo de operação do conversor.



Fonte: (Próprio autor).

para a obtenção de resultados práticos referentes a estratégia de distribuição de potência proposta nesta Tese de Doutorado.

5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

5.1 ESTRATÉGIA DE BALANCEAMENTO INTERMODULAR

A Figura 69 apresenta um diagrama simplificado do protótipo implementado com três módulos em ponte completa conectados em série. Como forma de comprovar a capacidade de distribuição de potência do conversor, as baterias foram substituídas por fontes de tensão constantes. Considerando-se a eficiência de cada módulo unitária, é possível determinar a potência de cada módulo através das tensões e correntes de entrada $i_{dc,j}(t)$ e $V_{dc,j}$, para $j = 1, 2, \dots, n$. A corrente de saída $i(t)$ também deve ser medida para que possa ser comparada ao seu sinal de referência $i^*(t)$. Os parâmetros adotados para a implementação do conversor são especificados na Tabela 16. A estratégia SVM e o sistema de controle propostos para o balanceamento de potência foram implementados utilizando-se o arranjo de portas programáveis em campo (FPGA - *Field Programmable Gate Array*) integrado na MicroLabBox DS1202 da dSpace. Os resultados foram obtidos considerando-se o conversor conectado a uma carga resistiva através de um filtro indutivo.

Tabela 16 – Parâmetros do protótipo implementado.

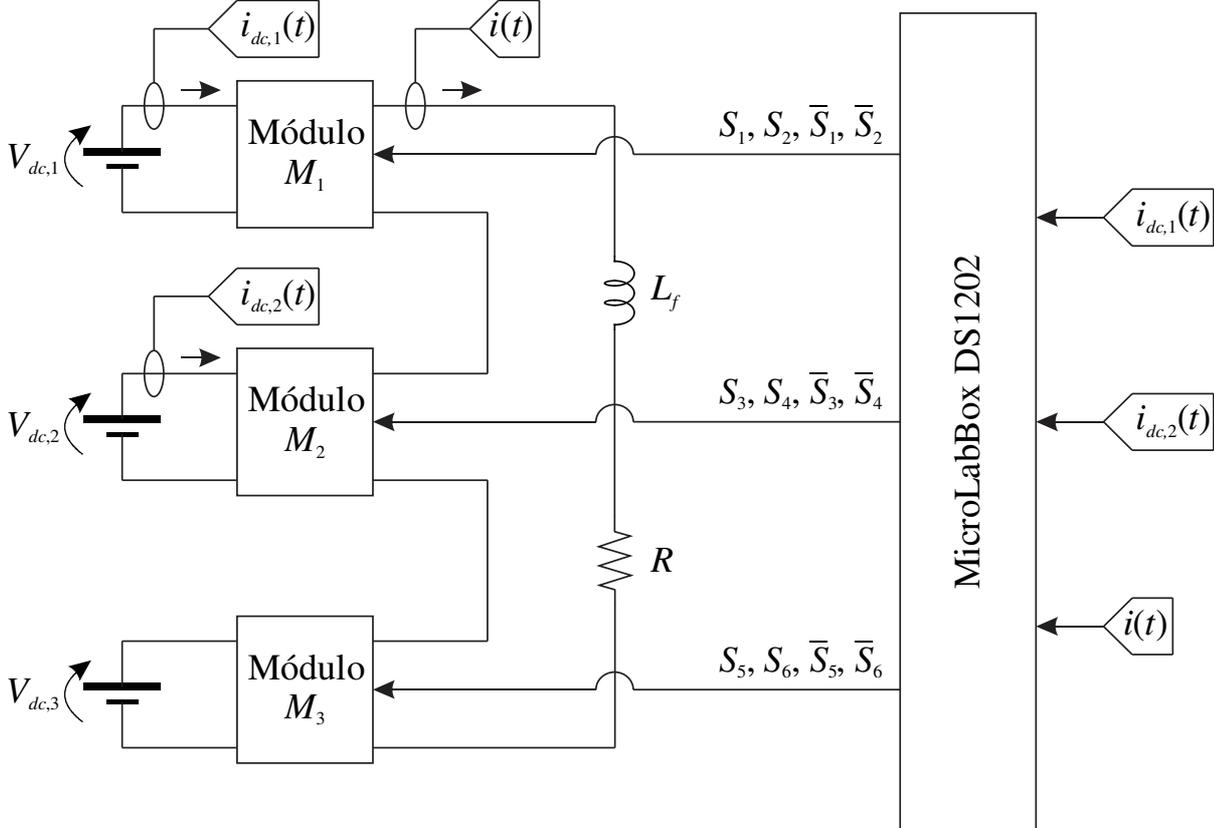
Parâmetro	Valor
Potência	1,15 kW
Tensão total do barramento	300 V
Fator de potência	1
Frequência fundamental	60 Hz
Frequência de comutação	3 kHz
Indutância do filtro	1,25 mH
Carga resistiva	20 Ω

Fonte: (Próprio autor).

O protótipo desenvolvido é mostrado na Figura 70. A montagem pode ser dividida em duas partes principais: conversor estático de potência e circuito de controle. Nos itens a seguir são resumidas as principais partes que constituem o protótipo:

- Módulos: cada módulo é construído a partir de quatro IGBTs e dois capacitores eletrolíticos, com capacitância igual a 4700 μF , para a conexão do barramento CC. Em paralelo com cada capacitor foi inserido um resistor de 20 k Ω para auxiliar o

Figura 69 – Diagrama simplificado do protótipo implementado.

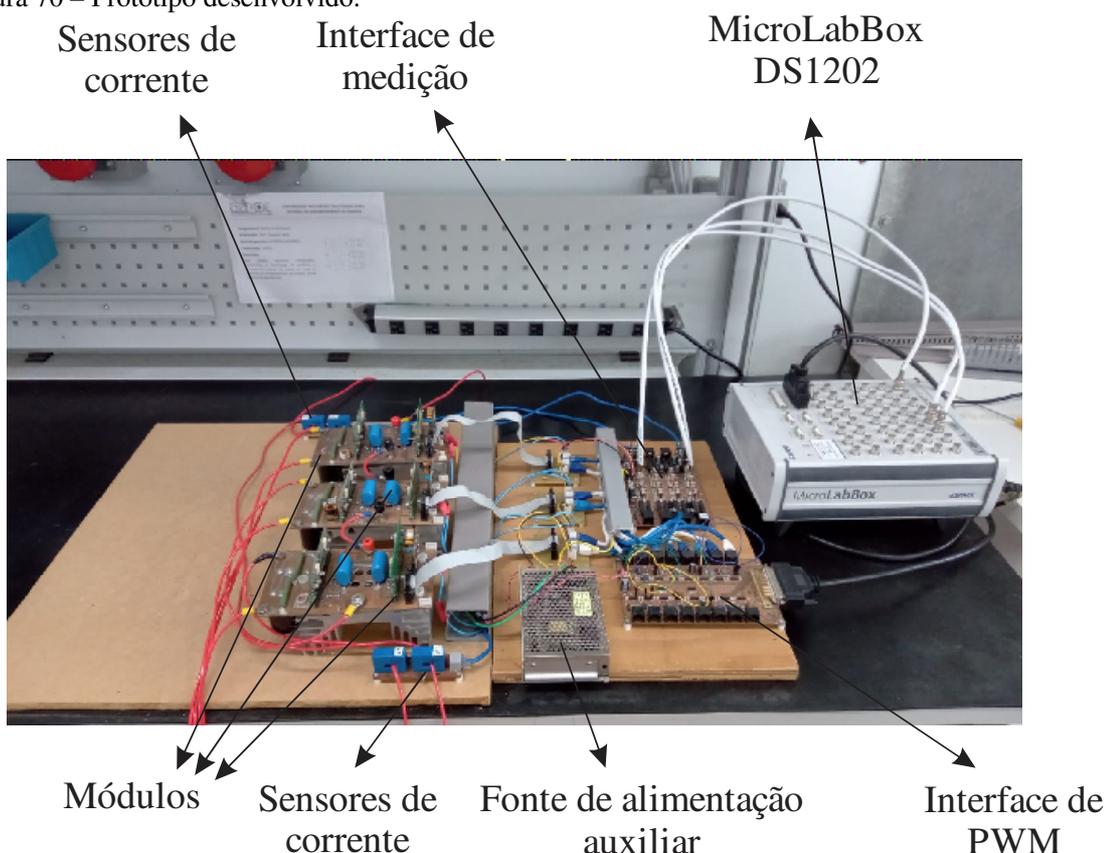


Fonte: (Próprio autor).

descarregamento do circuito após o desligamento. O sistema de acionamento dos IGBTs é composto por dois circuitos da Semikron modelo SKHI20opa, diretamente conectados em cada módulo. Esses dispositivos podem ser utilizados para o acionamento de semicondutores de até 1200 V, com frequência de comutação de até 100 kHz. Esses circuitos podem ser utilizados para o acionamento de pares complementares de IGBTs, além de possuírem um sistema de proteção contra curto-circuito e gerenciamento de falhas.

- b) MicroLabBox DS1202: a estratégia de modulação apresentada nesta Tese de Doutorado é implementada na MicroLabBox DS1202. Além disso todo o sistema de controle e gerenciamento do conversor é realizado por esse dispositivo.
- c) Interface PWM: a interface PWM adequa os sinais de PWM de saída da MicroLabBox DS1202 de acordo com as necessidades do circuito de acionamento SKHI20opa.
- d) Interface de medição: responsável pelo condicionamento dos sinais de medição com a MicroLabBox DS1202.

Figura 70 – Protótipo desenvolvido.



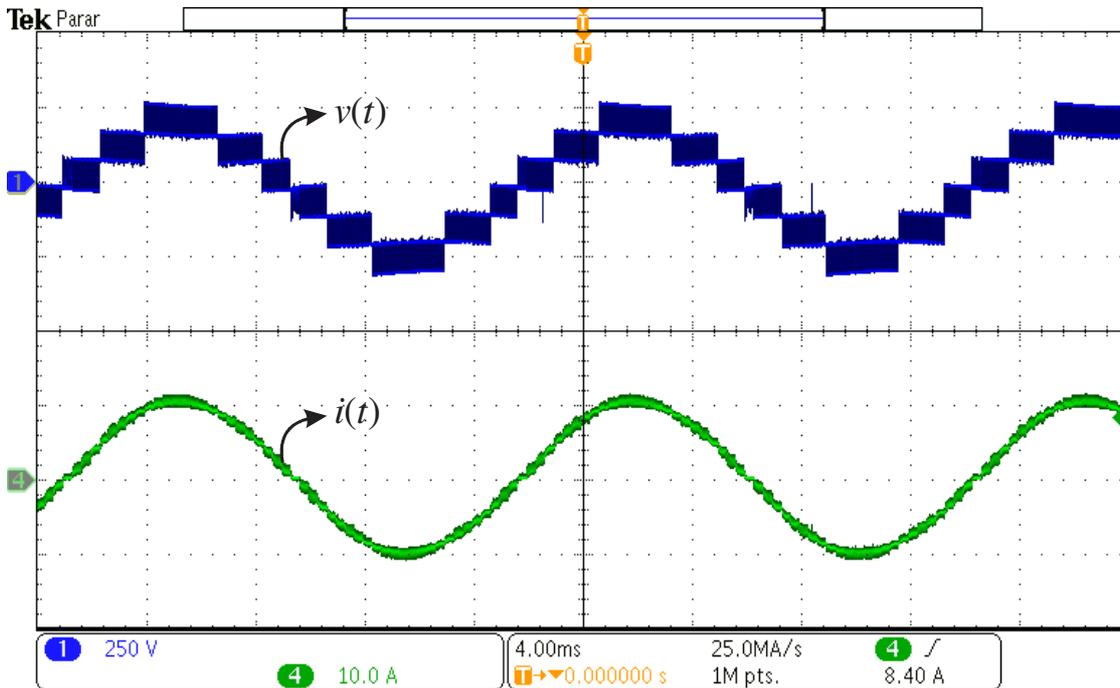
Fonte: (Próprio autor).

- e) Fonte de alimentação auxiliar: o sistema de alimentação auxiliar do protótipo desenvolvido é constituído por fontes de tensão de +15 V, -15 V e +5 V. Essa fonte é responsável pela alimentação dos circuitos de medição e de acionamento dos interruptores.
- f) Sensor de corrente: as medições da corrente de saída do conversor $i(t)$ e das correntes de saída das fontes $i_{dc,1}(t)$ e $i_{dc,2}(t)$ são realizadas por sensores de efeito hall LA55-P.

5.1.1 Resultados

A tensão de saída do conversor $v(t)$ e a corrente $i(t)$ para a estratégia de modulação PSPWM convencional podem ser verificadas na Figura 71, para um índice de modulação de amplitude m_a igual a 0,8. Nesse caso, a potência ativa é igualmente distribuída entre os módulos, cujas tensões de saída $v_1(t)$, $v_2(t)$ e $v_3(t)$ são mostradas na Figura 72. Observe que a corrente de saída apresenta característica senoidal, com uma taxa de distorção harmônica total (THD – *Total Harmonic Distortion*) igual a 7,10%.

Figura 71 - Tensão de saída multinível $v(t)$ e corrente $i(t)$ para a estratégia PSPWM convencional considerando-se $P_1 = P_2 = P_3 = 383 \text{ W}$ e $V_{dc,1} = V_{dc,2} = V_{dc,3} = 100 \text{ V}$ e $m_a = 0,8$.

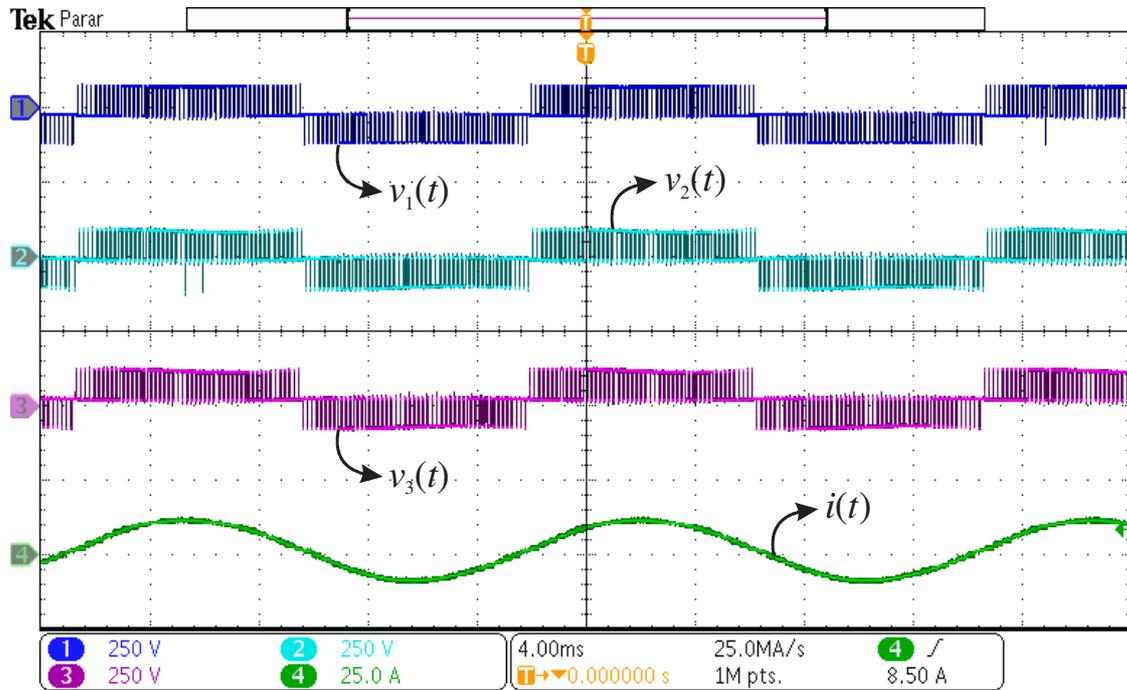


Fonte: (Próprio autor).

De forma similar, a tensão de saída $v(t)$ para a estratégia SVM proposta é apresentada na Figura 73. Para fins de comparação com a estratégia de modulação PSPWM convencional, as referências de potência dos módulos são ajustadas no mesmo valor, ou seja, $P_1 = P_2 = P_3 = 383 \text{ W}$. Note que a corrente de saída também apresenta característica senoidal, resultando em uma THD igual a 6,70%. Em comparação ao resultado de simulação apresentado na Figura 51, é possível perceber o aparecimento de aumentos súbitos ou picos na forma de onda da tensão de saída do conversor. Esse fenômeno usualmente ocorre entre as trocas dos setores apresentados na Figura 73, visto que as sequências de comutação são alteradas durante as transições entre os setores, causando o aparecimento de picos de tensão durante a aplicação do tempo morto. As tensões de saída dos módulos $v_1(t)$, $v_2(t)$ e $v_3(t)$ são mostradas na Figura 74.

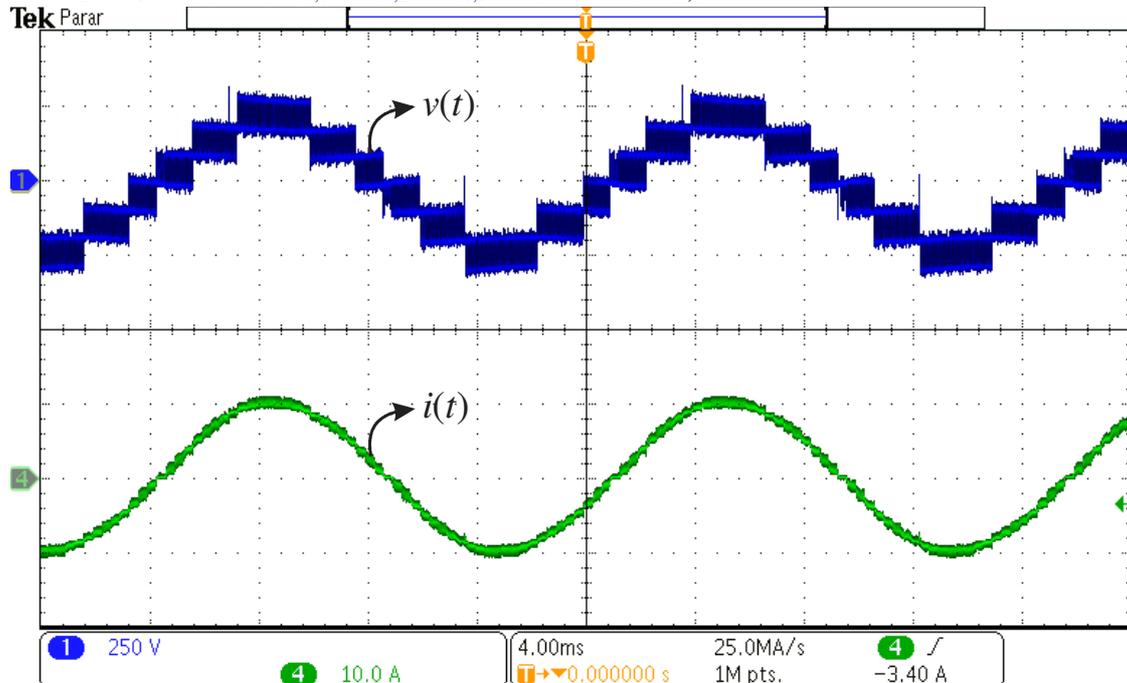
O espectro harmônico da tensão de saída $v(t)$ para o conversor operando com a potência igualmente distribuída entre os módulos ($P_1 = P_2 = P_3 = 383 \text{ W}$) é mostrado na Figura 75, para as estratégias de modulação PSPWM e SVM. Em ambos os casos, a frequência aparente da tensão de saída é seis vezes maior que a frequência de comutação dos semicondutores. A discretização da estratégia de controle resulta em componentes harmônicas

Figura 72 – Tensão de saída dos módulos $v_1(t)$, $v_2(t)$ e $v_3(t)$ e corrente $i(t)$, para a estratégia PSPWM convencional considerando-se $P_1 = P_2 = P_3 = 383 \text{ W}$ e $V_{dc,1} = V_{dc,2} = V_{dc,3} = 100 \text{ V}$ e $m_a = 0,8$.



Fonte: (Próprio autor).

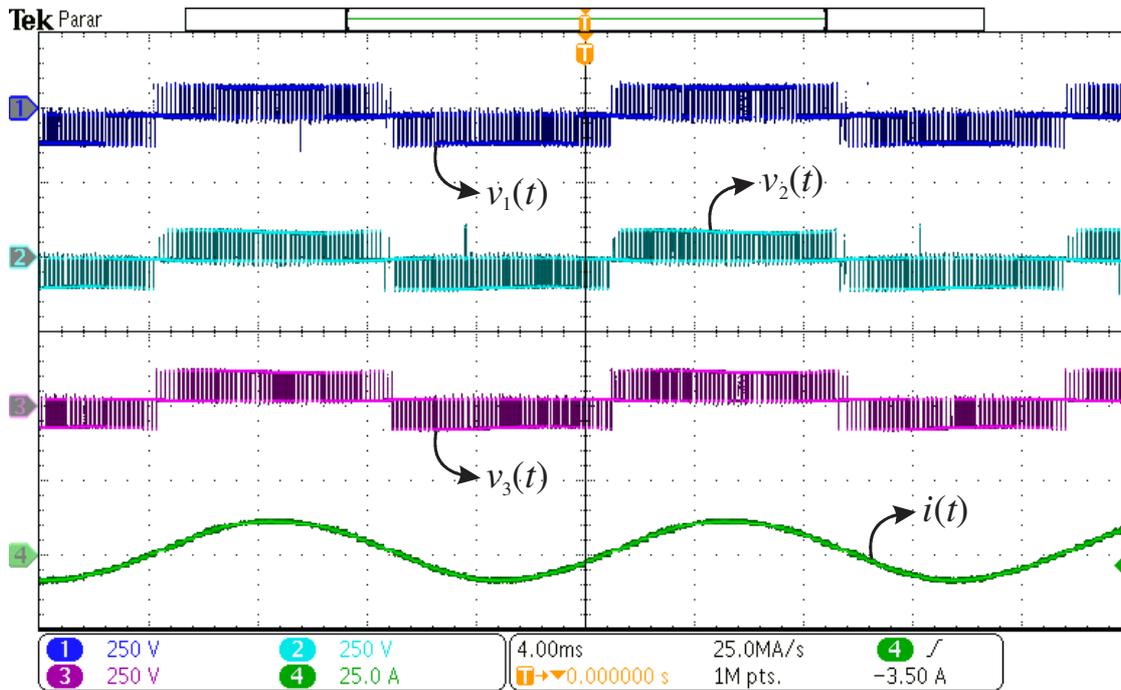
Figura 73 – Tensão de saída multinível $v(t)$ e corrente $i(t)$ para a estratégia SVM proposta considerando-se $P_1 = P_2 = P_3 = 383 \text{ W}$ e $V_{dc,1} = V_{dc,2} = V_{dc,3} = 100 \text{ V}$ e $m_a = 0,8$.



Fonte: (Próprio autor).

de baixa amplitude em frequências múltiplas da frequência de amostragem. Nesse caso, os valores de wTHD são bastante próximos para as estratégias PSPWM e SVM, iguais a 0,48% e a 0,56%, respectivamente.

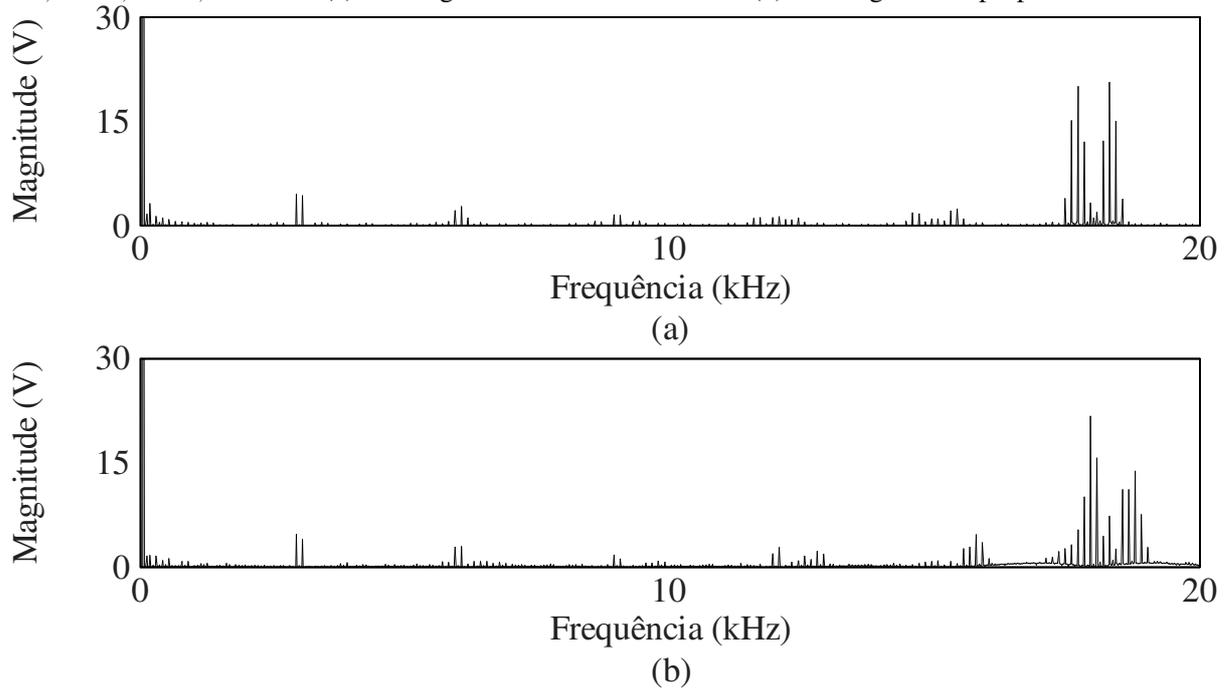
Figura 74 - Tensão de saída dos módulos $v_1(t)$, $v_2(t)$ e $v_3(t)$ e corrente $i(t)$, para a estratégia SVM proposta considerando-se $P_1 = P_2 = P_3 = 383$ W e $V_{dc,1} = V_{dc,2} = V_{dc,3} = 100$ V e $m_a = 0,8$.



Fonte: (Próprio autor).

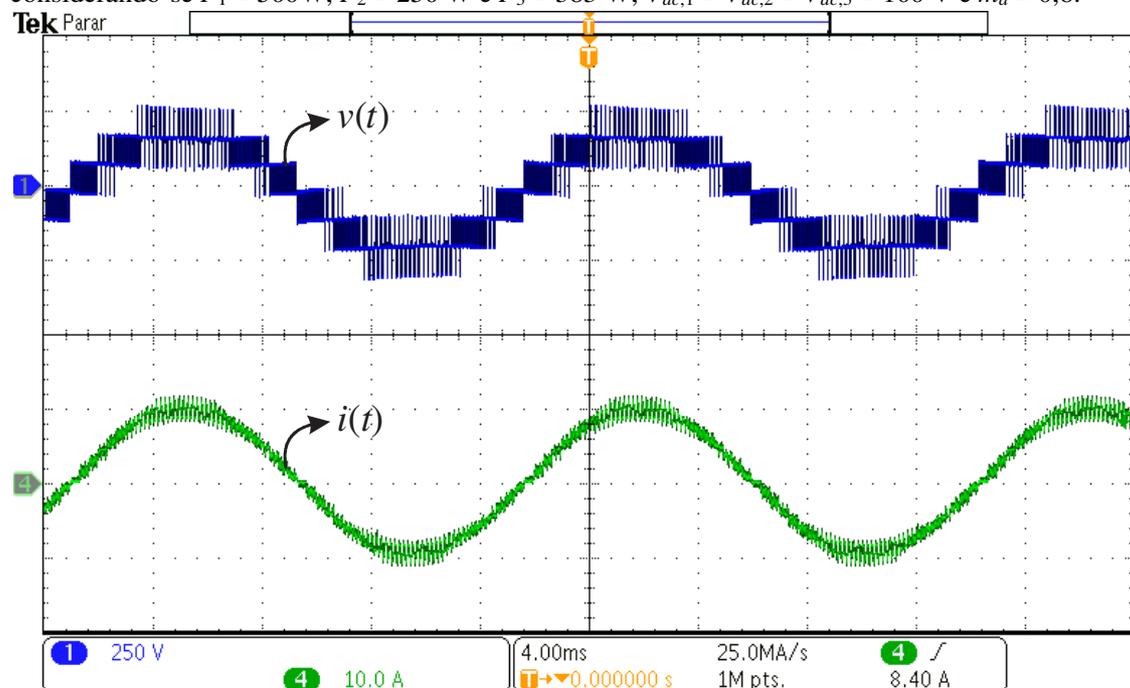
Por outro lado, a tensão de saída do conversor $v(t)$ e a corrente $i(t)$ para a estratégia de modulação PSPWM convencional é mostrada na Figura 76, considerando-se um índice de modulação de amplitude m_a igual a 0,8 e que os módulos operam com diferentes níveis de potência: $P_1 = 500$ W, $P_2 = 250$ W e $P_3 = 400$ W. Nesse caso, as amplitudes das tensões de referência são controladas de acordo com a demanda de potência de cada módulo (ZHAO et al., 2020). Como resultado, as componentes harmônicas da tensão de saída multinível $v(t)$ não são canceladas e a distorção aumenta, quando comparada ao resultado obtido na Figura 71, em que a potência é igualmente distribuída entre os módulos. Esse efeito é refletido na distorção da corrente $i(t)$, que aumenta sua THD para 8,70%. A tensão de saída dos módulos é apresentada na Figura 77. Note que, para atingir a distribuição de potência desejada para o módulo M_1 , há uma saturação da tensão de saída $v_1(t)$, que afeta negativamente a qualidade da tensão de saída do conversor $v(t)$.

Figura 75 – Espectro harmônico da tensão de saída considerando $P_1 = P_2 = P_3 = 383 \text{ W}$ e $V_{dc,1} = V_{dc,2} = V_{dc,3} = 100 \text{ V}$. (a) Estratégia PSPWM convencional. (b) Estratégia SVM proposta.



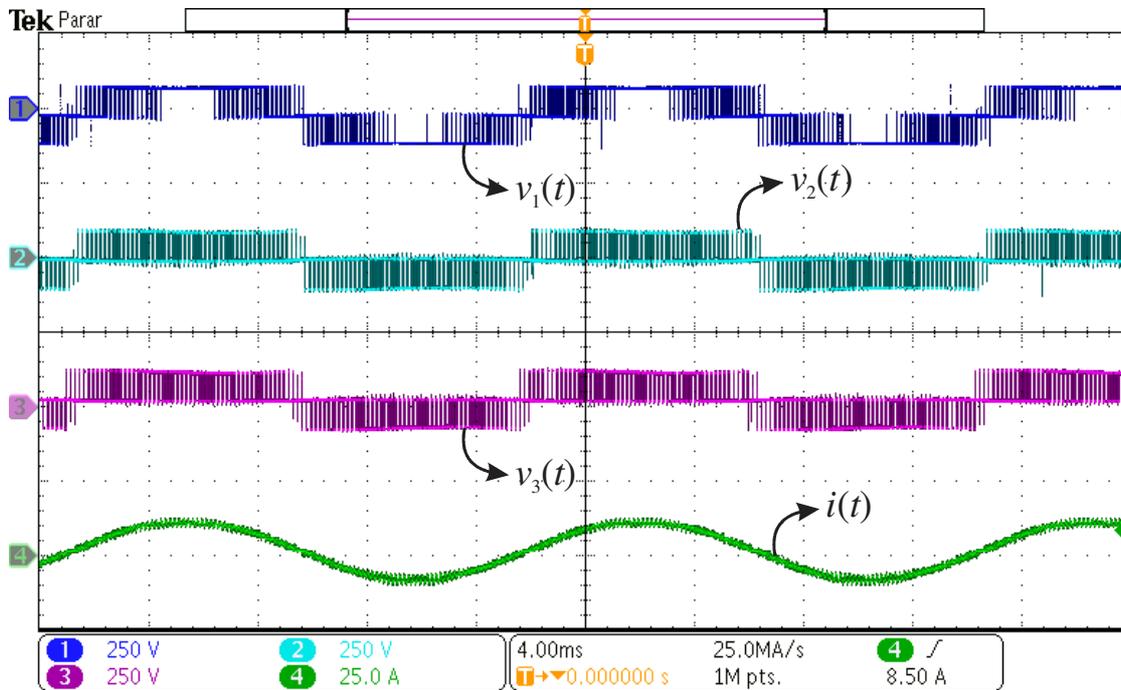
Fonte: (Próprio autor).

Figura 76 - Tensão de saída multinível $v(t)$ e corrente $i(t)$ para a estratégia PSPWM convencional considerando-se $P_1 = 500 \text{ W}$, $P_2 = 250 \text{ W}$ e $P_3 = 383 \text{ W}$, $V_{dc,1} = V_{dc,2} = V_{dc,3} = 100 \text{ V}$ e $m_a = 0,8$.



Fonte: (Próprio autor).

Figura 77 - Tensão de saída dos módulos $v_1(t)$, $v_2(t)$ e $v_3(t)$ e corrente $i(t)$, para a estratégia PSPWM convencional considerando-se $P_1 = 500$ W, $P_2 = 250$ W e $P_3 = 400$ W, $V_{dc,1} = V_{dc,2} = V_{dc,3} = 100$ V e $m_a = 0,8$.

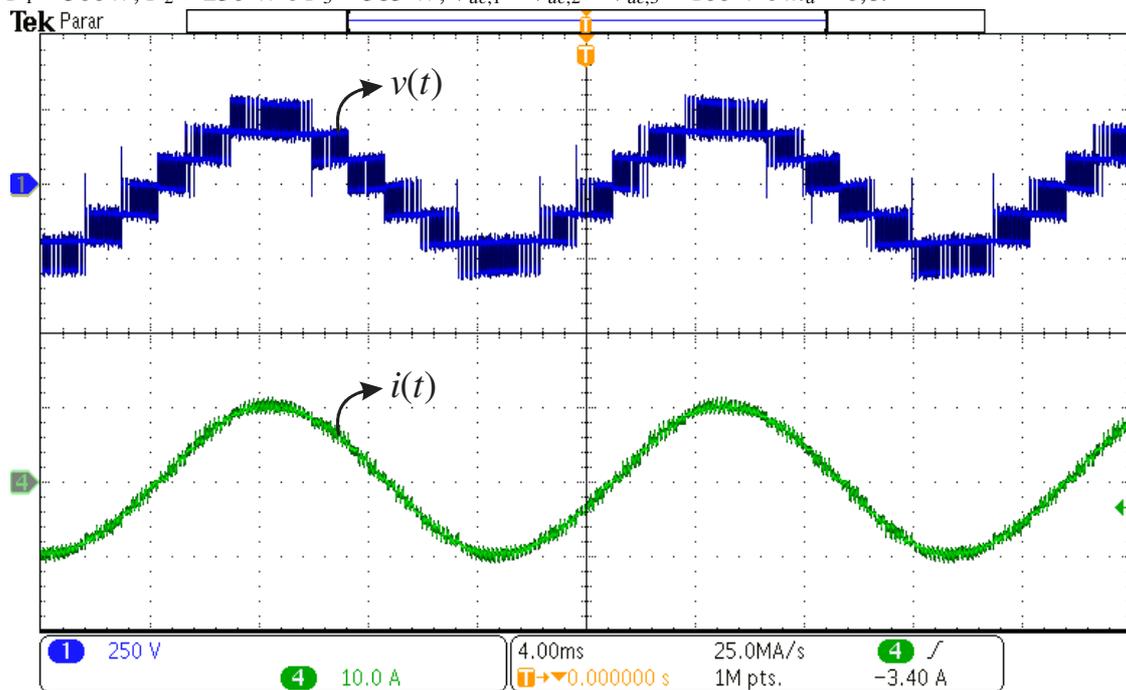


Fonte: (Próprio autor).

A tensão de saída multinível $v(t)$ e a corrente $i(t)$ em caso de desequilíbrio na distribuição de potência do conversor ($P_1 = 500$ W, $P_2 = 250$ W e $P_3 = 400$ W) são mostradas na Figura 78, para a estratégia SVM. Observe que a tensão de saída $v(t)$ apresenta níveis igualmente espaçados, resultando em uma THD da corrente $i(t)$ igual a 7,01%. As tensões de saída dos módulos são apresentadas na Figura 79. É possível concluir que a capacidade de distribuição de potência aumenta em relação à estratégia PSPWM convencional, visto que não há saturação das tensões de saída dos módulos.

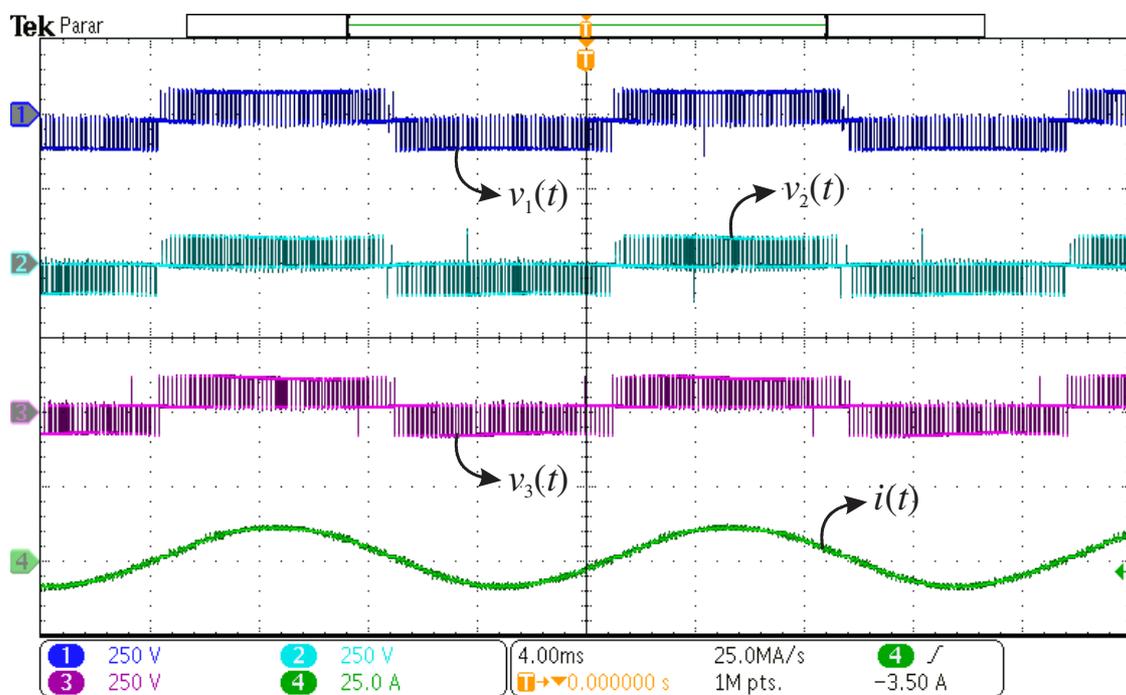
O comportamento das variáveis de controle pode ser verificado na Figura 80, mediante degrau nas potências de referências dos módulos. O conversor opera inicialmente com a potência igualmente distribuída entre os módulos ($P_1^* = P_2^* = P_3^* = 383$ W) até os 2 s. A partir desse ponto, as variáveis de controle $\delta_1(t)$ e $\delta_2(t)$ são recalculadas para garantir que as potências dos módulos sejam iguais aos novos valores de potência de referência: $P_1^* = 500$ W, $P_2^* = 250$ W e $P_3^* = 400$ W. Esse resultado mostra que a metodologia proposta de regulação de potência também pode se recuperar de transientes.

Figura 78 - Tensão de saída multinível $v(t)$ e corrente $i(t)$ para a estratégia SVM proposta considerando-se $P_1 = 500\text{ W}$, $P_2 = 250\text{ W}$ e $P_3 = 383\text{ W}$, $V_{dc,1} = V_{dc,2} = V_{dc,3} = 100\text{ V}$ e $m_a = 0,8$.



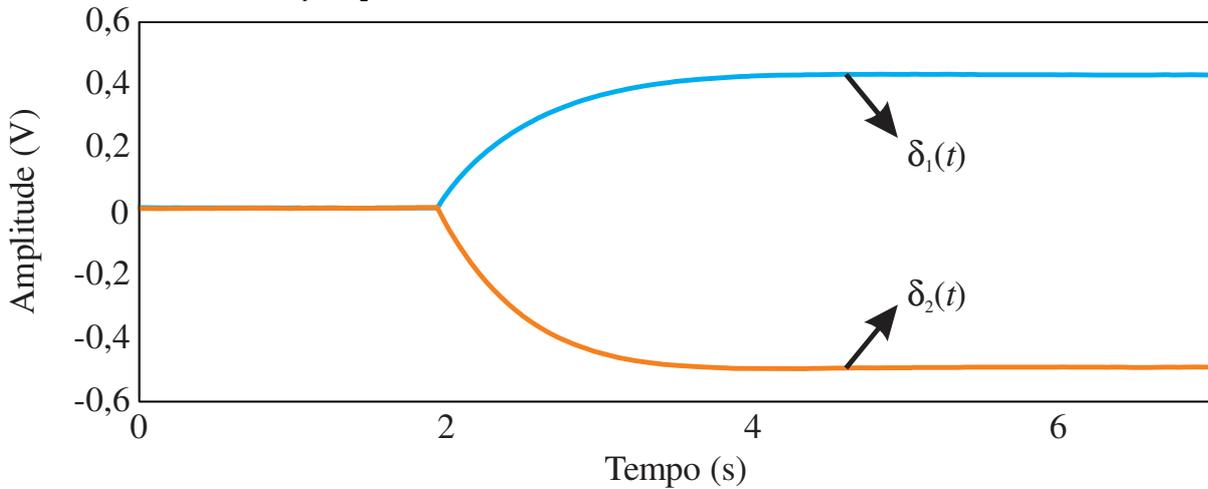
Fonte: (Próprio autor).

Figura 79 - Tensão de saída dos módulos $v_1(t)$, $v_2(t)$ e $v_3(t)$ e corrente $i(t)$, para a estratégia SVM proposta considerando-se $P_1 = 500\text{ W}$, $P_2 = 250\text{ W}$ e $P_3 = 400\text{ W}$, $V_{dc,1} = V_{dc,2} = V_{dc,3} = 100\text{ V}$ e $m_a = 0,8$.



Fonte: (Próprio autor).

Figura 80 – Comportamento das variáveis de controle $\delta_1(t)$ e $\delta_2(t)$ mediante degrau nas potências de referência dos módulos M_1 e M_2 .



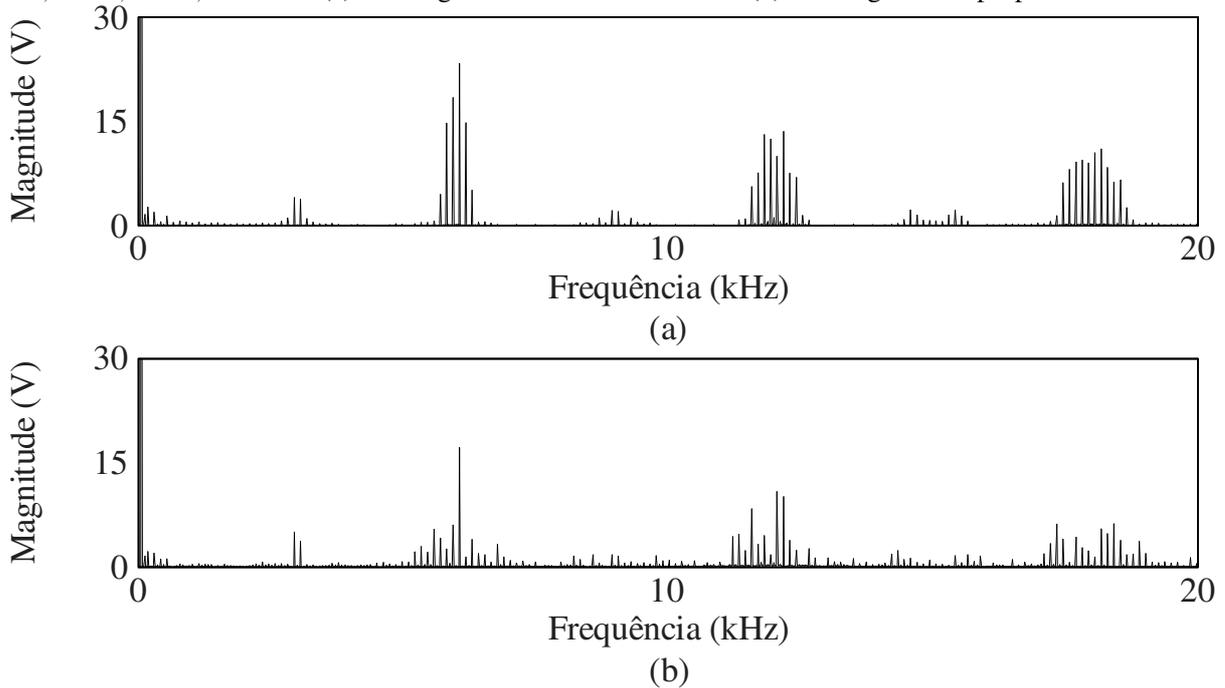
Fonte: (Próprio autor).

O espectro da tensão de saída $v(t)$ para o conversor operando com $P_1 = 500$ W, $P_2 = 250$ W e $P_3 = 400$ W para as estratégias PSPWM e SVM são apresentadas na Figura 81. Nesse caso, há um aumento significativo das componentes harmônicas em relação ao espectro apresentado na Figura 75, com melhor desempenho da estratégia SVM. Esse fenômeno resulta no aumento dos valores de wTHD das estratégias PSPWM e SVM para 0,58% e 0,48%, respectivamente, em relação à situação em que os módulos operam com potências iguais.

A Tabela 17 apresenta uma comparação do desempenho harmônico das estratégias PSPWM e SVM. As formas de onda da corrente $i(t)$ e da tensão $v(t)$ para a estratégia PSPWM apresentam uma baixa distorção sob condições de potência balanceadas, resultado refletido através dos valores de THD da corrente $i(t)$ e wTHD da tensão $v(t)$, iguais a 7,10% e 0,56%, respectivamente. No entanto, sob condições desbalanceadas de potência entre os módulos, a wTHD da tensão $v(t)$ sofre um pequeno aumento de 0,02%, que impacta notavelmente a THD da corrente $i(t)$, que sobe para 8,70%, em relação à condição de potências balanceadas entre os módulos.

A estratégia SVM apresenta os valores de THD da corrente $i(t)$ e wTHD da tensão $v(t)$ iguais a 6,70% e 0,48%, resultando em um desempenho harmônico ligeiramente superior à estratégia PSPWM para $P_1 = P_2 = P_3 = 383$ W. Além disso, a estratégia SVM mantém esse valor de wTHD para $P_1 = 500$ W, $P_2 = 250$ W e $P_3 = 400$ W, diminuindo os impactos do desbalanceamento de potência entre os módulos sobre a THD da corrente de saída $i(t)$, igual a 7,01%, em relação à estratégia convencional PSPWM.

Figura 81 - Espectro harmônico da tensão de saída considerando $P_1 = 500$ W, $P_2 = 250$ W e $P_3 = 400$ W e $V_{dc,1} = V_{dc,2} = V_{dc,3} = 100$ V. (a) Estratégia PSPWM convencional. (b) Estratégia SVM proposta.



Fonte: (Próprio autor).

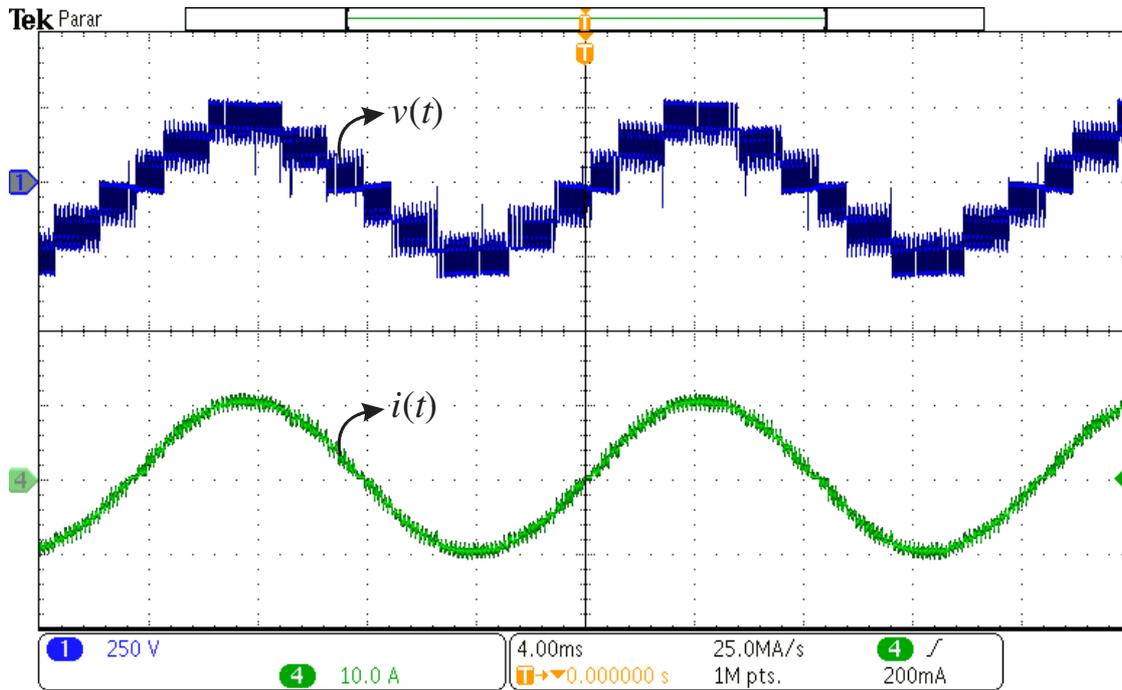
Tabela 17 – Comparação do desempenho harmônico entre as estratégias de modulação PSPWM e SVM.

Estratégia	P_1	P_2	P_3	THD da corrente $i(t)$	wTHD da tensão $v(t)$
PSPWM	383 W	383 W	383 W	7,10%	0,56%
	500 W	250 W	400 W	8,70%	0,58%
SVM	383 W	383 W	383 W	6,70%	0,48%
	500 W	250 W	400 W	7,01%	0,48%

Fonte: (Próprio autor).

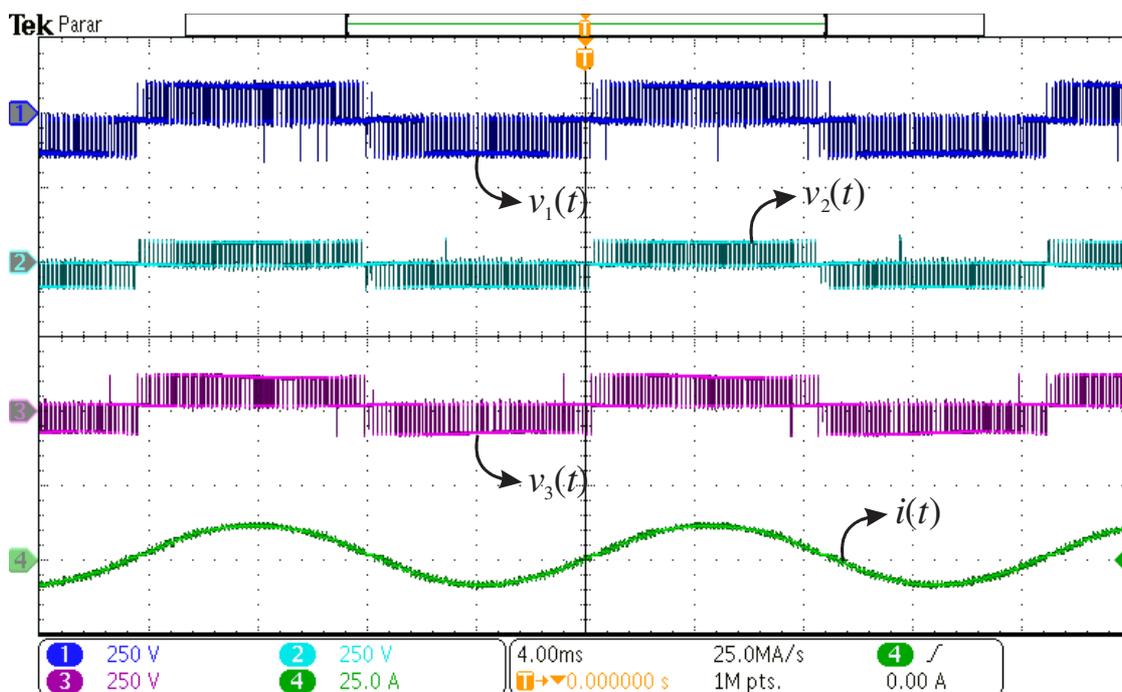
A tensão de saída $v(t)$ e a corrente $i(t)$ para tensões do barramento distintas são mostradas na Figura 82, considerando-se $V_{dc,1} = 120$ V, $V_{dc,2} = 80$ V e $V_{dc,3} = 100$ V e $P_1 = 500$ W, $P_2 = 250$ W e $P_3 = 400$ W, para a estratégia SVM. Observe que a THD da corrente aumenta para 8,15%, em relação ao resultado obtido na Figura 78, visto que essa estratégia foi inicialmente planejada considerando-se os mesmos valores de tensão do barramento. As tensões de saída dos módulos $v_1(t)$, $v_2(t)$ e $v_3(t)$ são apresentadas na Figura 83. Finalmente, o espectro harmônico da tensão de saída, considerando-se tensões do barramento distintas ($V_{dc,1} = 120$ V, $V_{dc,2} = 80$ V e $V_{dc,3} = 100$ V) é apresentado na Figura 84. É possível observar a presença de componentes harmônicas na frequência de comutação e suas múltiplas, com valores maiores que os apresentados na Figura 81.

Figura 82 - Tensão de saída multinível $v(t)$ e corrente $i(t)$ para a estratégia SVM proposta considerando-se $P_1 = 500\text{ W}$, $P_2 = 250\text{ W}$ e $P_3 = 383\text{ W}$, $V_{dc,1} = 120\text{ V}$, $V_{dc,2} = 80\text{ V}$ e $V_{dc,3} = 100\text{ V}$ e $m_a = 0,8$.



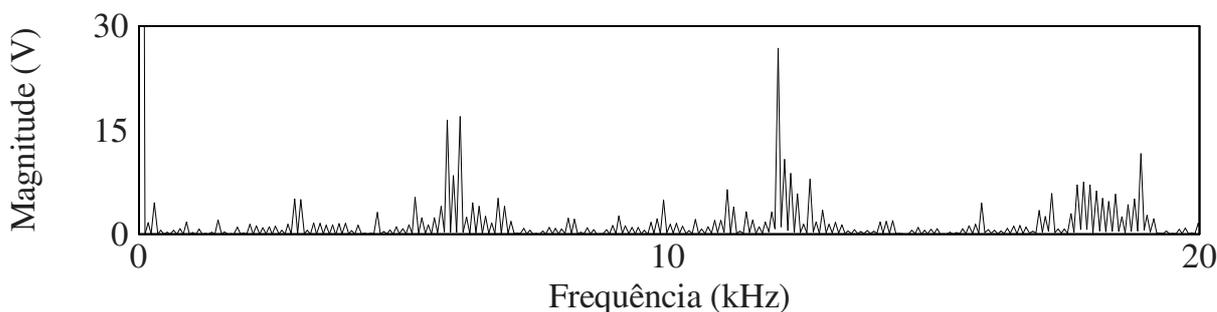
Fonte: (Próprio autor).

Figura 83 - Tensão de saída dos módulos $v_1(t)$, $v_2(t)$ e $v_3(t)$ e corrente $i(t)$, para a estratégia SVM proposta considerando-se $P_1 = 500\text{ W}$, $P_2 = 250\text{ W}$ e $P_3 = 400\text{ W}$, $V_{dc,1} = V_{dc,2} = V_{dc,3} = 100\text{ V}$ e $m_a = 0,8$.



Fonte: (Próprio autor).

Figura 84 - Espectro harmônico da tensão de saída considerando $P_1 = 500$ W, $P_2 = 250$ W e $P_3 = 400$ W e $V_{dc,1} = 120$ V, $V_{dc,2} = 80$ V e $V_{dc,3} = 100$ V para a estratégia SVM proposta.



Fonte: (Próprio autor).

5.2 ESTRATÉGIA DE BALANCEAMENTO INTERFASORIAL

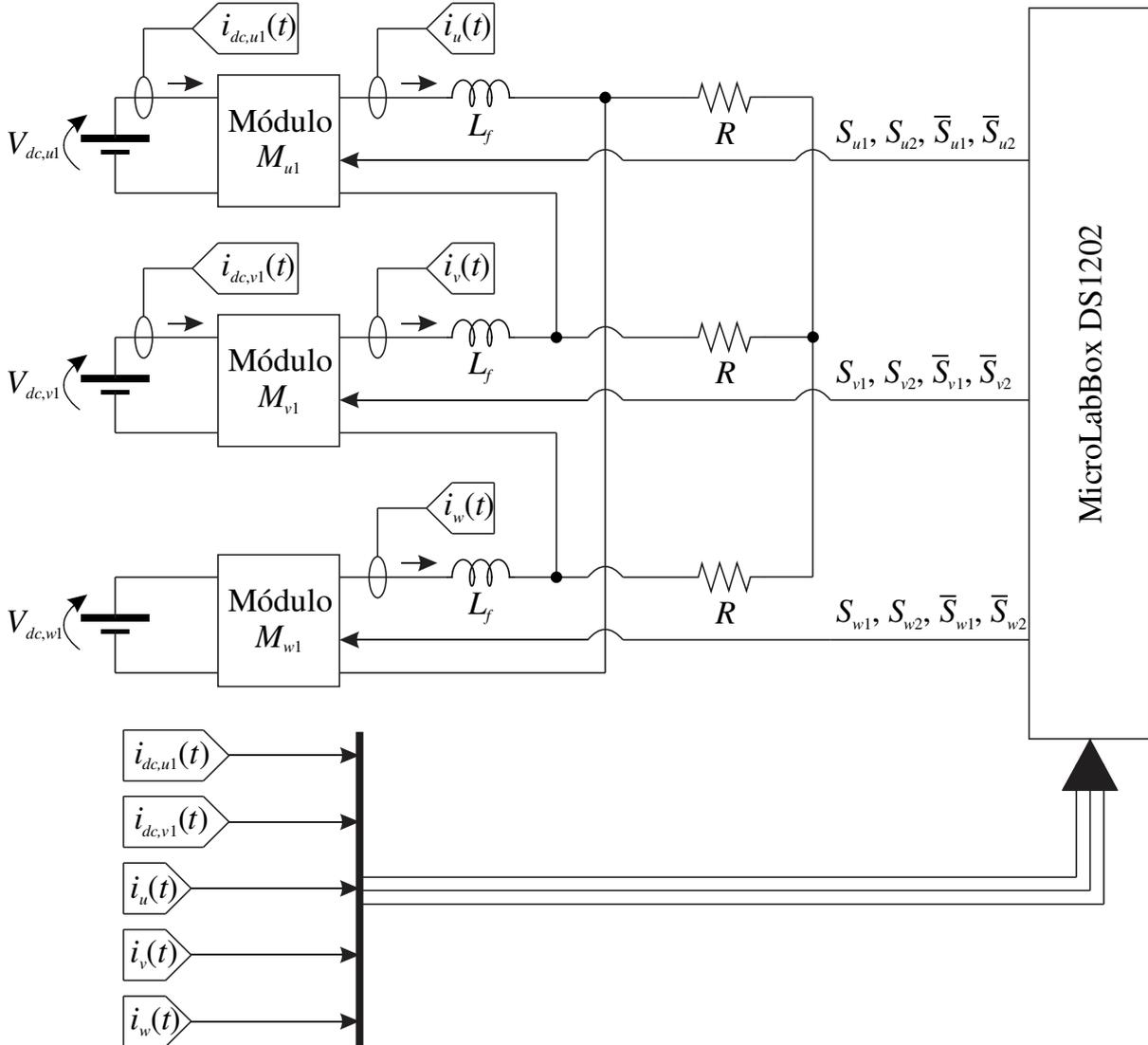
A Figura 85 apresenta um diagrama simplificado do protótipo para a implementação da estratégia de controle de potência interfásorial, construído com um módulo por fase. A potência pode ser determinada medindo-se a corrente de saída das fontes de alimentação dos módulos ponte completa. Os parâmetros adotados para a implementação do conversor são especificados na Tabela 18. Como o objetivo desta seção é comprovar o funcionamento da estratégia de balanceamento interfásorial, uma estratégia de modulação convencional PSPWM baseada em portadoras foi utilizada para a obtenção dos sinais de comando dos interruptores, utilizando-se as saídas PWM da MicroLabBox DS1202. Os resultados foram obtidos considerando-se o conversor conectado a uma carga resistiva configurada em estrela através de um filtro indutivo.

Tabela 18 – Parâmetros do protótipo implementado.

Parâmetro	Valor
Potência	600 W
Tensão total do barramento	100 V
Frequência fundamental	60 Hz
Frequência de comutação	6 kHz
Indutância do filtro	2,5 mH
Carga resistiva	3 Ω

Fonte: (Próprio autor).

Figura 85 – Diagrama simplificado do protótipo implementado.



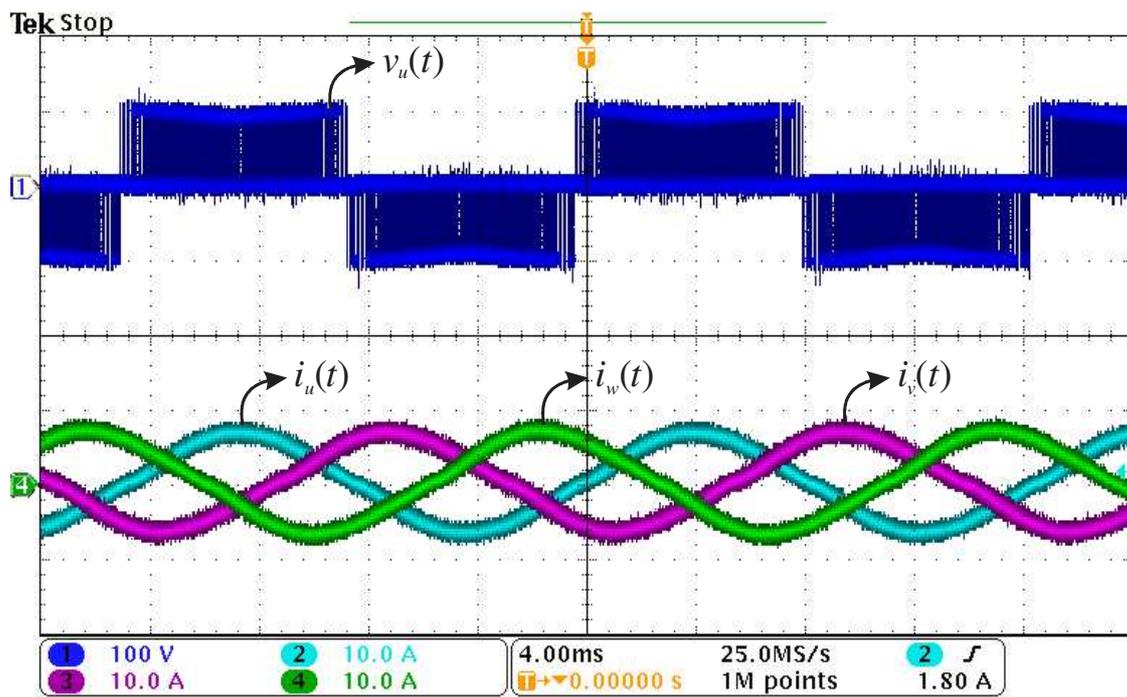
Fonte: (Próprio autor).

5.2.1 Resultados

A Figura 86 e a Figura 87 apresentam as correntes de saída dos módulos e dos resistores, respectivamente, considerando que todas as fases do conversor processam os mesmos níveis de potência ($P_u = P_v = P_w = 200 \text{ W}$). Nesse caso, a corrente de sequência zero é nula e a soma das correntes $i_u(t)$, $i_v(t)$ e $i_w(t)$ é igual a zero. Nesse caso, cada fase do conversor é constituída por apenas um módulo, e a tensão de saída apresenta três níveis.

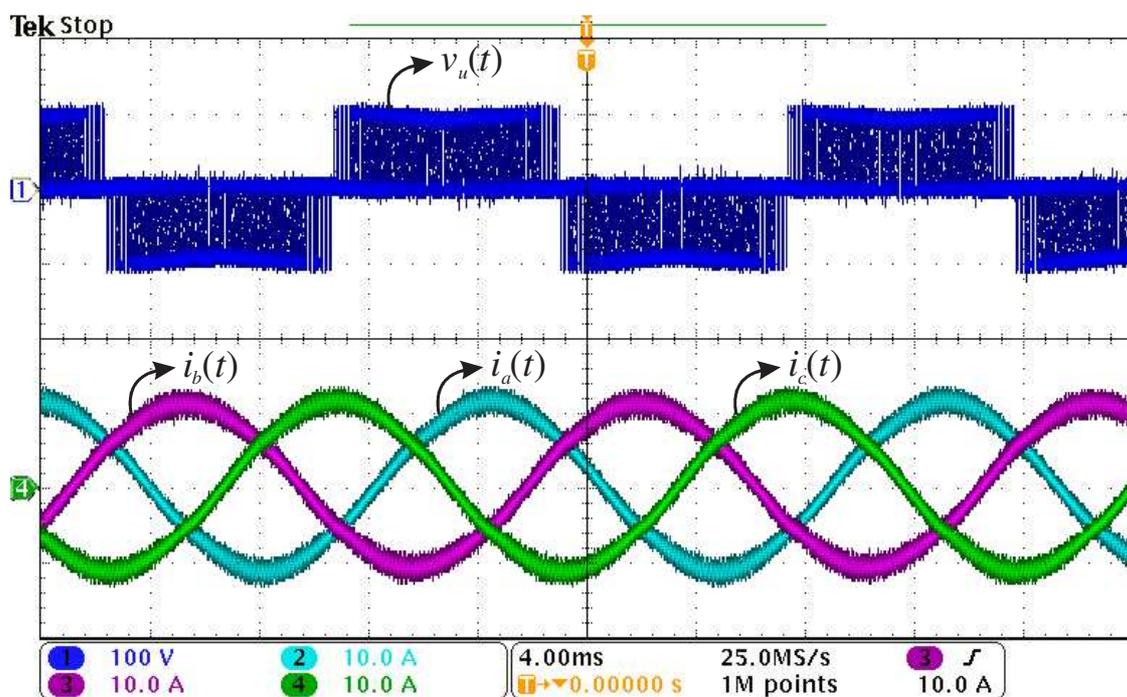
Os resultados para o conversor operando sob elevados níveis de desbalanceamento são apresentados na Figura 88. Nesse caso, os indicadores de desbalanceamento ρ_u e ρ_v são iguais a 0,64 e 0,24, nessa ordem. De acordo com (59), o valor eficaz da corrente de sequência zero que satisfaz essa condição é igual a 4,44 A, resultando em uma distribuição de potência igual

Figura 86 – Tensão de saída da fase u e correntes de saída do conversor para $\rho_u = \rho_v = 1/3$.



Fonte: (Próprio autor).

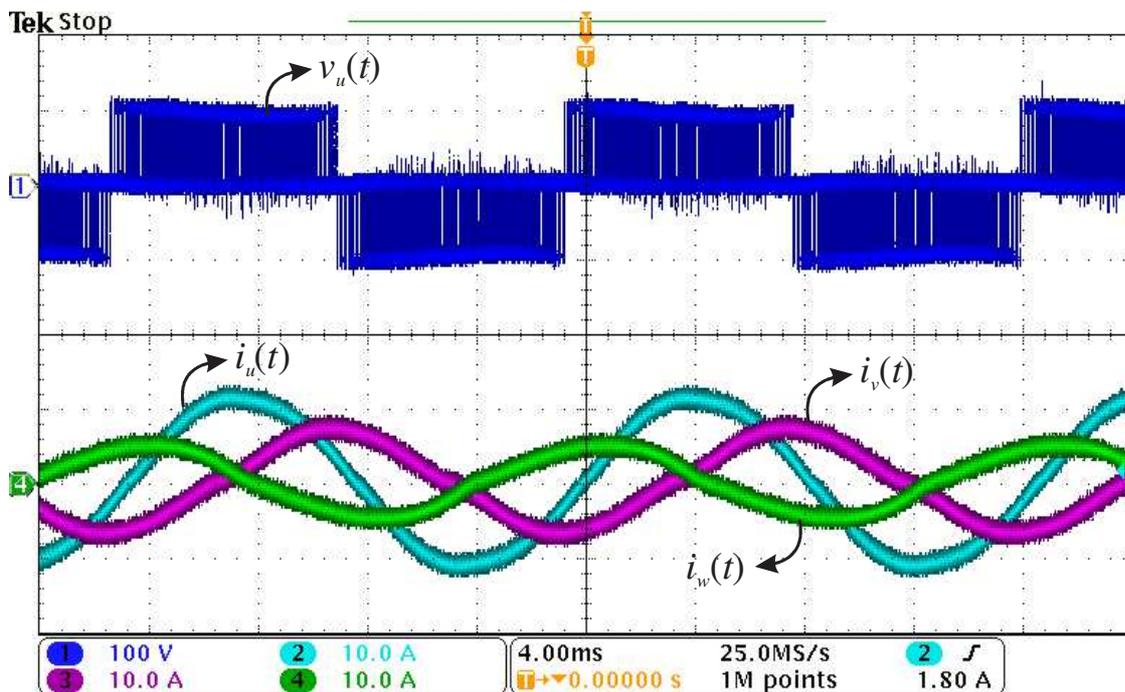
Figura 87 – Tensão de saída da fase u e correntes nas resistências para $\rho_u = \rho_v = 1/3$.



Fonte: (Próprio autor).

a $P_u = 384$ W, $P_v = 144$ W e $P_w = 72$ W. No entanto, de acordo com (65) e (66), esse valor de corrente foi limitado em 3,38 A para a obtenção dos resultados experimentais desta seção, possibilitando que semicondutores de menor capacidade de corrente sejam utilizados, resultando na seguinte distribuição de potência: $P_u = 342$ W, $P_v = 158$ W e $P_w = 100$ W. Observe que as correntes injetadas nas resistências permanecem equilibradas, de acordo com a Figura 89.

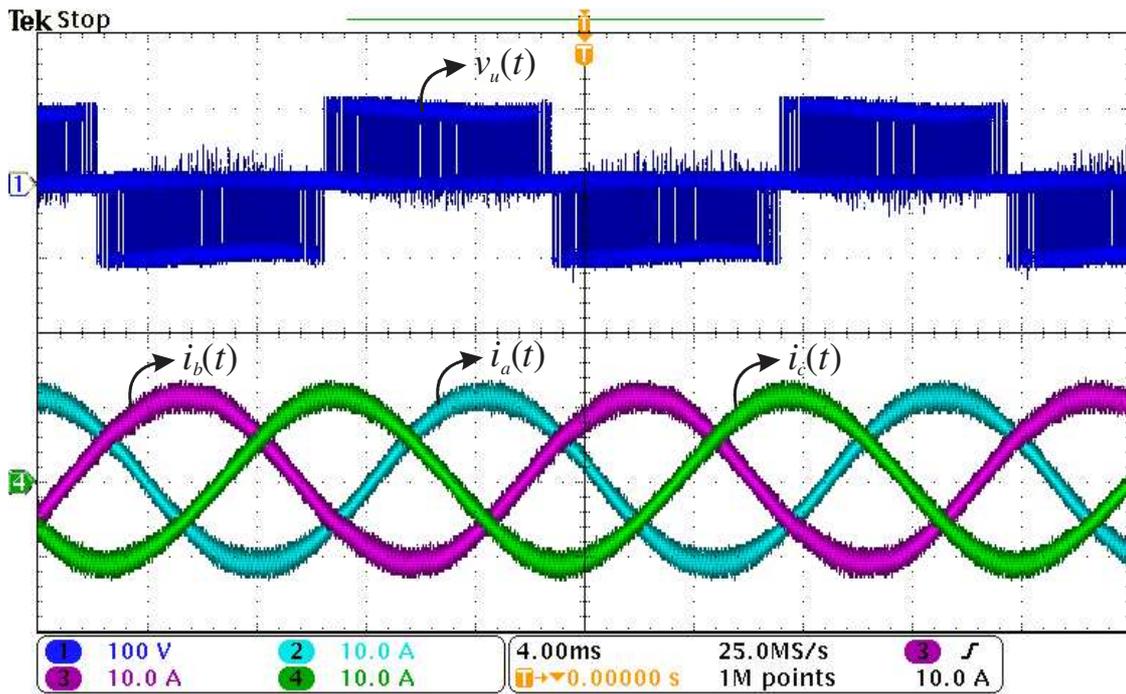
Figura 88 – Tensão de saída da fase u e correntes de saída do conversor, para $\rho_u = 0,64$ e $\rho_v = 0,24$.



Fonte: (Próprio autor).

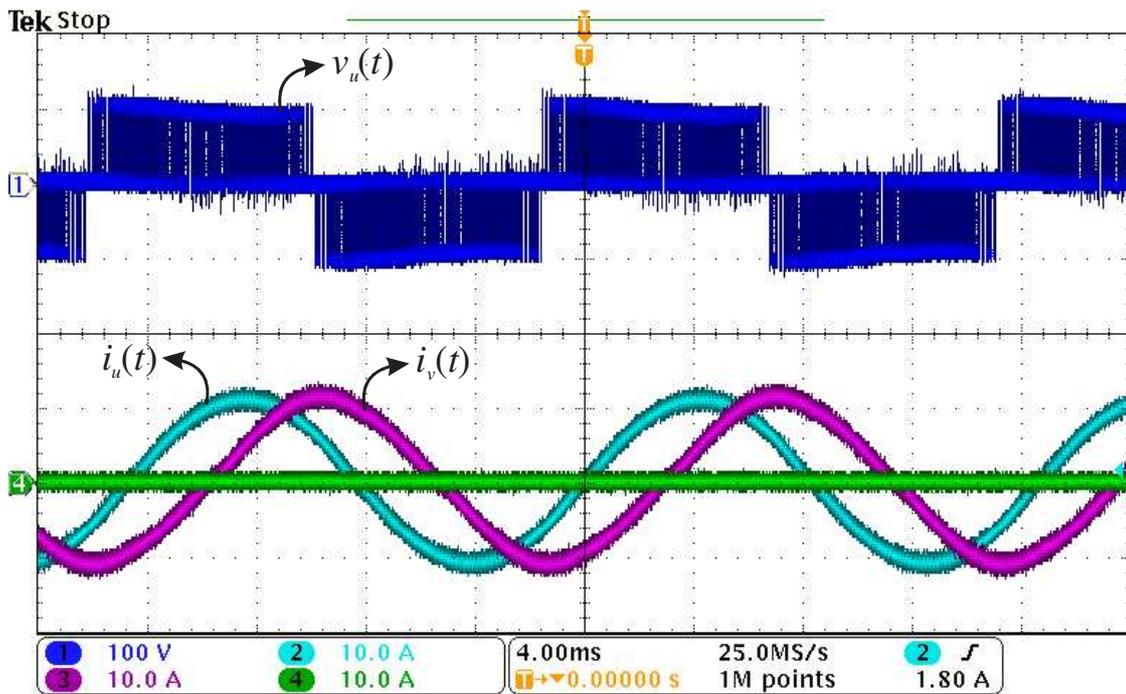
As correntes para operação em delta aberto são apresentadas na Figura 90. Nesse caso, a potência é igualmente dividida entre as duas fases operantes do conversor, e as correntes nas resistências permanecem equilibradas de acordo com a Figura 91. Essa situação também pode ser observada na Figura 92, que retrata a passagem do modo de operação trifásico para o modo de operação em delta aberto. Esse resultado mostra que o sistema também é capaz de se recuperar de transitórios.

Figura 89 – Tensão de saída da fase u e correntes nas resistências para $\rho_u = 0,64$ e $\rho_v = 0,24$.



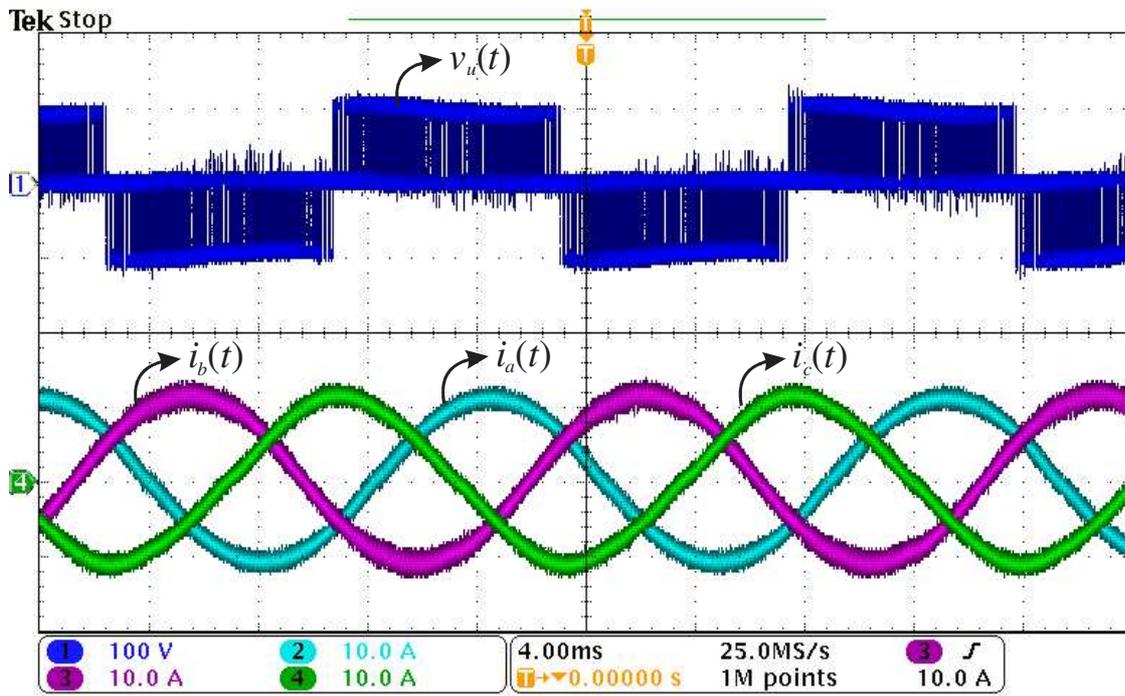
Fonte: (Próprio autor).

Figura 90 – Tensão da fase u e correntes de saída do conversor, para operação em delta aberto.



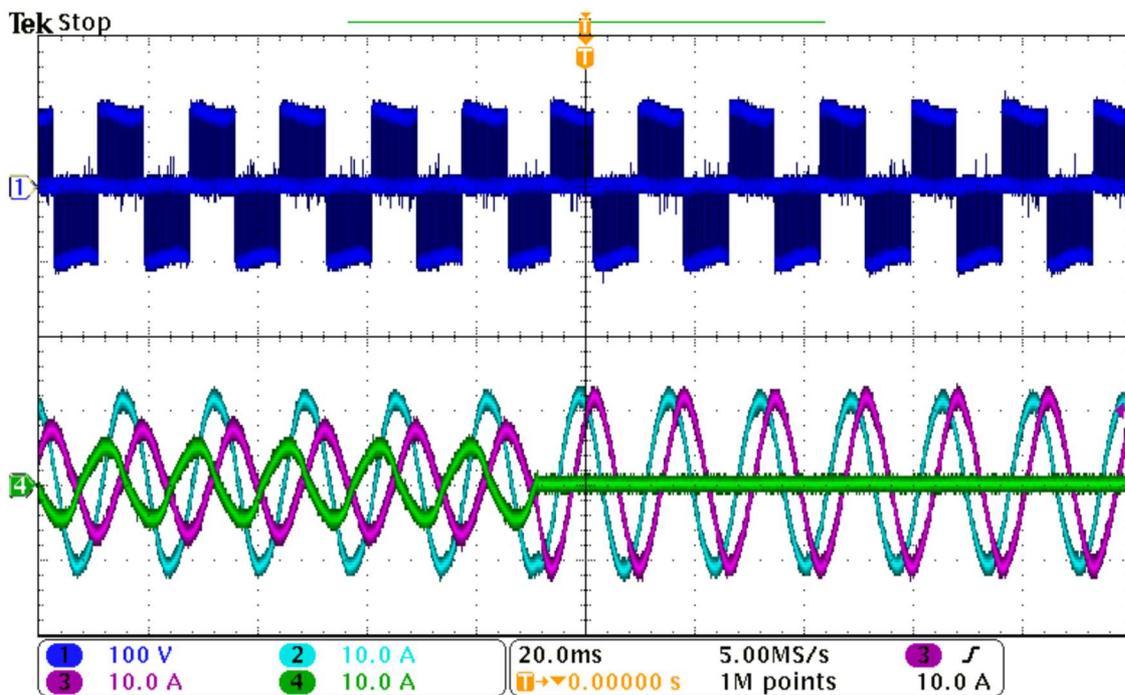
Fonte: (Próprio autor).

Figura 91 – Tensão da fase u e correntes nas resistências para operação em delta aberto.



Fonte: (Próprio autor).

Figura 92 – Transição entre os modos de operação do conversor.



Fonte: (Próprio autor).

5.3 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo apresentou os resultados experimentais obtidos para as estratégias de balanceamento de potência propostas nesta Tese de Doutorado. Inicialmente, os detalhes referentes ao protótipo implementado são enumerados, e os principais componentes utilizados para a implementação do conversor são descritos. A seguir, foram obtidos os resultados experimentais comparativos entre as estratégias de balanceamento intermodulares PSPWM e SVM, para um conversor com três módulos em ponte completa conectados em cascata, demonstrando o melhor desempenho harmônico da estratégia SVM sob condição de desbalanceamento de potência entre os módulos. Resultados experimentais também foram obtidos para a estratégia de balanceamento de potência interfásorial para apenas um módulo em ponte completa em cada fase do conversor. Nesse caso, as correntes sobre as resistências conectadas na saída do conversor permanecem equilibradas, independentemente do modo de operação do conversor. Essa estratégia, baseada no modo de operação em delta aberto, possibilita a redução dos níveis de corrente sobre os semicondutores sob condições severas de desbalanceamento de potência entre as fases do conversor.

6 CONCLUSÃO

O desenvolvimento e o estudo de conversores para aplicação em sistemas de armazenamento de energia em baterias de segunda vida estão recebendo destaque crescente nos meios acadêmicos e industriais, constituindo uma iniciativa importante para a diminuição dos impactos ambientais do descarte das baterias. Por outro lado, os conversores utilizados nessas aplicações devem ajustar a quantidade de energia recebida/fornecida pelas baterias, a fim de evitar carregamentos e descarregamentos excessivos desses componentes. Dessa forma, esta Tese de Doutorado apresentou um estudo detalhado acerca da distribuição de potência para um conversor multinível com módulos em ponte completa conectados em cascata trifásico. Destacam-se como principais contribuições deste trabalho:

- a) Estabelecimento de uma análise comparativa detalhada entre as capacidades de distribuição de potência de estratégias de modulação convencionais;
- b) Desenvolvimento de uma metodologia genérica de distribuição de potência para conversores multiníveis com módulos em ponte completa conectados em cascata trifásicos;
- c) Projeto e implementação de um sistema de controle para a regulação da potência entre as baterias.

Assim, uma análise geral do balanceamento de energia para os módulos foi realizada utilizando um conversor monofásico com n níveis, baseada nos conceitos da modulação vetorial. Os tempos de aplicação de cada um dos estados redundantes são determinados baseado em variáveis de controle δ_j ($j = 1, 2, \dots, n - 1$). Análises comparativas demonstram que o espectro harmônico da tensão de saída para as estratégias de modulação PSPWM e SVM possuem resultados similares para o caso em que a potência total do conversor é igualmente distribuída entre os módulos.

Observe que, conforme o desbalanceamento de potência entre os módulos aumenta, a distorção da tensão de saída para a modulação PSPWM também aumenta, visto que a vantagem do cancelamento das componentes harmônicas não existe, e a estratégia de modulação SVM apresenta melhor qualidade da forma de onda da tensão de saída. Além disso, a estratégia proposta nesta Tese de Doutorado garante a operação do conversor para maiores escalas de assimetria de potência entre os módulos sem que haja sobremodulação de tensão, em relação a estratégia PSPWM convencional.

No entanto, o esforço computacional para a implementação da estratégia de modulação vetorial aumenta à medida que um maior número de módulos são adicionados na

estrutura do conversor. Assim, a técnica proposta possui grande potencial em aplicação com número de módulos reduzido. Essa limitação pode ser minimizada através do uso de um processador digital de sinais (DSP – *Digital Signal Processor*) para o cálculo dos tempos de aplicação dos estados redundantes em associação com uma FPGA para a obtenção dos estados de condução dos semicondutores.

Em relação à estratégia de balanceamento interfásorial, verificou-se inicialmente que a distribuição de potência em configurações conectadas em delta é usualmente realizada através da injeção de uma componente de corrente de sequência zero. No entanto, esse processo aumenta significativamente a corrente de operação do conversor, e semicondutores de maior capacidade devem ser utilizados. Assim, o método proposto nesta Tese de Doutorado limita o valor eficaz de corrente do conversor a um valor $\sqrt{3}$ vezes maior que o valor eficaz da corrente de sequência positiva, de forma que os semicondutores podem ser projetados para esse valor de corrente.

6.1 PROPOSTAS DE CONTINUIDADE

No decorrer desta Tese de Doutorado, foi possível estabelecer alguns tópicos que ainda podem ser investigados:

- a) Desenvolvimento de uma metodologia generalizada de distribuição de potência considerando-se assimetria entre as tensões dos barramentos dos módulos;
- b) Projeto e implementação de um sistema de controle para a conexão do conversor à rede elétrica.

6.2 PUBLICAÇÕES

G. A. Saccol, K. V. Vilerá, F. de Moraes Carnielutti and C. Rech, "Power Distribution Method for Single-Phase Cascaded Multilevel Converters Based on Space Vector Modulation," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 11, no. 3, pp. 3445-3456, June 2023, doi: 10.1109/JESTPE.2023.3259328.

G. A. Saccol, F. Carnielutti and C. Rech, "Development of a Three-Phase Converter with Power Derating for Second-Life Battery Energy Storage Systems," *2022 14th Seminar*

on Power Electronics and Control (SEPOC), Santa Maria, Brazil, 2022, pp. 1-6, doi:
10.1109/SEPOC54972.2022.9976459.

REFERÊNCIAS

A. Marquez et al., "Variable-Angle Phase-Shifted PWM for Multilevel Three-Cell Cascaded H-Bridge Converters," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 5, pp. 3619-3628, May 2017, doi: 10.1109/TIE.2017.2652406

A. Marquez, J. I. Leon, V. G. Monopoli, S. Vazquez, M. Liserre and L. G. Franquelo, "Generalized Harmonic Control for CHB Converters With Unbalanced Cells Operation," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 11, pp. 9039-9047, Nov. 2020.

AUDI. **Audi installs used lithium-ion batteries in factory vehicles.** 2019. Disponível em <<https://www.audi-mediacycenter.com/en/press-releases/audi-installs-used-lithium-ion-batteries-in-factory-vehicles-11371>>. Acesso em 07/04/2021.

AUDI. **Audi promotes the circular economy.** 2020a. Disponível em <<https://www.audi.com/en/company/sustainability/core-topics/value-creation-and-production/promoting-circular-economy.html>>. Acesso em 07/04/2021.

AUDI. **Batteries are charging our planet, but what's the cost?** 2020b. Disponível em <<https://www.audi.com/en/experience-audi/mobility-and-trends/e-mobility/battery-of-the-future.html>>. Acesso em 07/04/2021.

AUDI. **Cornerstone.** [2020?a] Disponível em <<https://www.audi.com/en/company/history/cornerstone.html>>. Acesso em 07/04/2021.

AUDI. **Strategy.** [2020?b] Disponível em <<https://www.audi.com/en/company/strategy.html>>. Acesso em 07/04/2021.

AUDI. **Sustainability at Audi: our vision for 2050.** [2020?c] Disponível em <<https://www.audi.com/en/company/sustainability/core-topics/value-creation-and-production/our-vision-for-2050.html>>. Acesso em 07/04/2021.

AUTOMOTIVE BUSINESS. **BMW cria eletroposto que funciona com energia solar e baterias recicladas.** 2021 Disponível em

<<https://www.automotivebusiness.com.br/pt/posts/mobility-now/bmw-cria-eletroposto-que-funciona-com-energia-solar-e-baterias-recicladas/>>. Acesso em 17/09/2021.

BARBI, I. **Teoria Fundamental do Motor de Indução.** Florianópolis: Editora da UFSC-Eletróbrás, 1985.

BATTERY UNIVERSITY. BU-1003: Electric Vehicle (EV). 2019. Disponível em <<https://batteryuniversity.com/article/bu-1003-electric-vehicle-ev>>. Acesso em 02/10/2023.

BMW. **History.** [2021?] Disponível em <<https://www.bmwgroup.com/en/company/history.html>>. Acesso em 17/09/2021.

CLEAN ENERGY MINISTERIAL. **EV3030 Increasing Uptake of Electric Vehicles.** 2019. Disponível em <<http://www.cleanenergyministerial.org/campaign-clean-energy-ministerial/ev3030-campaign>>. Acesso em 21/04/2021.

C. Liu, N. Gao, X. Cai and R. Li, "Differentiation Power Control of Modules in Second-Life Battery Energy Storage System Based on Cascaded H-Bridge Converter," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 6, pp. 6609-6624, June 2020.

DAIMLER. **The Daimler Group.** 2020a. Disponível em <<https://www.daimler.com/company/>>. Acesso em 07/04/2021.

DAIMLER. **World's Largest 2nd use battery storage is starting up.** 2016. Disponível em <<https://media.daimler.com/marsMediaSite/en/instance/ko/Worlds-largest-2nd-use-battery-storage-is-starting-up.xhtml?oid=13634457>>. Acesso em 23/03/2021.

D. G. Holmes and T. A. Lipo, *Pulse Width Modulation for Power Converters - Principles and Practice.* New York: Wiley, 2003.

D. Strickland, L. Chittock, D. A. Stone, M. P. Foster and B. Price, "Estimation of Transportation Battery Second Life for Use in Electricity Grid Systems," in *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 5, no. 3, pp. 795-803, July 2014.

E. Chatzinikolaou and D. J. Rogers, "Cell SoC Balancing Using a Cascaded Full-Bridge Multilevel Converter in Battery Energy Storage Systems," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 9, pp. 5394-5402, Sept. 2016.

E. Chemali, M. Preindl, P. Malysz and A. Emadi, "Electrochemical and Electrostatic Energy Storage and Management Systems for Electric Drive Vehicles: State-of-the-Art Review and Future Trends," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 4, no. 3, pp. 1117-1134, Sept. 2016.

ELSA. **Energy Local Storage Advanced System**. 2020. Disponível em < <https://www.elsa-h2020.eu/Home.html>>. Acesso em 07/04/2021.

E. Hossain, D. Murtaugh, J. Mody, H. M. R. Faruque, M. S. Haque Sunny and N. Mohammad, "A Comprehensive Review on Second-Life Batteries: Current State, Manufacturing Considerations, Applications, Impacts, Barriers & Potential Solutions, Business Strategies, and Policies," in *IEEE Access*, vol. 7, pp. 73215-73252, 2019.

R. W. ERICKSON, D. MAKSIMOVIC. **Fundamentals of Power Electronics**. 2004.

F. Díaz-González, D. Heredero-Peris, M. Pagès-Giménez, E. Prieto-Araujo and A. Sumper, "A Comparison of Power Conversion Systems for Modular Battery-Based Energy Storage Systems," in *IEEE Access*, vol. 8, pp. 29557-29574, 2020.

G. A. Saccol, J. C. Giacomini, A. L. Batschauer and C. Rech, "Comprehensive Analysis of Single-Phase Full-Bridge Asymmetrical Flying Capacitor Inverters," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 55, no. 2, pp. 1775-1786, March-April 2019.

G. Wang *et al.*, "A Review of Power Electronics for Grid Connection of Utility-Scale Battery Energy Storage Systems," in *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 7, no. 4, pp. 1778-1790, Oct. 2016.

H. W. van der Broeck, H. C. Skudelny and G. V. Stanke. Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 24, no. 1, pp. 142-150, Jan/Feb 1988.

IEA. **Electric Vehicles**. 2022. Disponível em <<https://www.iea.org/reports/electric-vehicles>>. Acesso em 19/06/2023.

IEA. **Electric Vehicles Initiative**. 2023a. Disponível em <<https://www.iea.org/reports/global-ev-outlook-2023/electric-vehicles-initiative>>. Acesso em 16/06/2023.

IEA. **Executive Summary**. 2023b. Disponível em <<https://www.iea.org/reports/global-ev-outlook-2023/executive-summary>>. Acesso em 02/10/2023.

IEA. **Global electric car stock**. 2023c. Disponível em <<https://www.iea.org/data-and-statistics/charts/global-electric-car-stock-2010-2022>>. Acesso em 16/06/2023.

IEA. **Global EV Outlook**. 2020. Disponível em <<https://www.iea.org/reports/global-ev-outlook-2020>>. Acesso em 26/06/2023.

J. I. Leon, S. Vazquez and L. G. Franquelo, "Multilevel Converters: Control and Modulation Techniques for Their Operation and Industrial Applications," in *Proceedings of the IEEE*, vol. 105, no. 11, pp. 2066-2081, Nov. 2017.

M. Abdel-Monem *et al.*, "Design and Analysis of Generic Energy Management Strategy for Controlling Second-Life Battery Systems in Stationary Applications," in *Energies*. 2016.

M. Liu, W. Li, C. Wang, M. P. Polis, L. Y. Wang and J. Li, "Reliability Evaluation of Large Scale Battery Energy Storage Systems," in *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 8, no. 6, pp. 2733-2743, Nov. 2017.

M. O. Ramoni and H. C. Zhang, "End-of-life (EOL) issues and options for electric vehicle batteries," *Clean Technol. Environ. Policy*, vol. 15, no. 6, pp. 881-891, Dec. 2013.

M. Stecca, L. R. Elizondo, T. B. Soeiro, P. Bauer and P. Palensky, "A Comprehensive Review of the Integration of Battery Energy Storage Systems Into Distribution Networks," in *IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society*, vol. 1, pp. 46-65, 2020.

NISSAN. **Joint Venture to Promote Second-Life Use for Batteries**. 2010. Disponível em < <https://www.nissan-global.com/EN/ZEROEMISSION/APPROACH/COMPREHENSIVE/4RBUSINESS/>>. Acesso em 23/03/2021.

N. Li, F. Gao, T. Hao, Z. Ma and C. Zhang, "SOH Balancing Control Method for the MMC Battery Energy Storage System," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 8, pp. 6581-6591, Aug. 2018.

N. Mukherjee and D. Strickland, "Control of Second-Life Hybrid Battery Energy Storage System Based on Modular Boost-Multilevel Buck Converter," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 2, pp. 1034-1046, Feb. 2015.

PARIS, J. M. **Modulação *Phase Disposition* com Algoritmo de *Sorting* para Conversores Multiníveis Simétricos em Cascata**. 2018. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2018.

P. Sochor and H. Akagi, "Theoretical and Experimental Comparison Between Phase-Shifted PWM and Level-Shifted PWM in a Modular Multilevel SDBC Inverter for Utility-Scale Photovoltaic Applications," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 5, pp. 4695-4707, Sept.-Oct. 2017.

P. Sochor and H. Akagi, "Theoretical Comparison in Energy-Balancing Capability Between Star- and Delta-Configured Modular Multilevel Cascade Inverters for Utility-Scale Photovoltaic Systems," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 3, pp. 1980-1992, March 2016.

RENAULT. **Groupe Renault**. [2020?b] Disponível em < <https://group.renault.com/en/our-company/>>. Acesso em 07/04/2021.

RENAULT. Renault Optimizes the Lifecycles of its Electric Vehicle Batteries. 2017. Disponível em < <https://group.renault.com/en/news-on-air/news/renault-optimizes-the-lifecycle-of-its-electric-vehicle-batteries/>>. Acesso em 07/04/2021.

R. Sharma and A. Das, "Enhanced Active Power Balancing Capability of Grid-Connected Solar PV Fed Cascaded H-Bridge Converter," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 7, no. 4, pp. 2281-2291, Dec. 2019.

RENAULT. **The Beginning**. [2020?a]. Disponível em < <https://group.renault.com/en/our-company/heritage/the-beginning/>>. Acesso em 07/04/2021.

SAE. **Standards for Battery Secondary Use**, Standard J2997, 2017.

S. Yang et al., "Quantitative Comparison and Analysis of Different Power Routing Methods for Single-Phase Cascaded H-Bridge Photovoltaic Grid-Connected Inverter," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 4, pp. 4134-4152, April 2021, doi: 10.1109/TPEL.2020.3024282.

T. He, M. Wu, D. D. -C. Lu, K. Song and J. Zhu, "Model Predictive Sliding Control for Cascaded H-Bridge Multilevel Converters With Dynamic Current Reference Tracking," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*. 2021.

T. Zhao and D. Chen, "Research on the Module Power Equalization Control Strategy of Three-Phase Common DC-Bus Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter for Large-Scale PV Power Plants," in *IEEE Access*, vol. 8, pp. 181904-181915, 2020.

T. Zhao et al., "Harmonic Compensation Strategy for Extending the Operating Range of Cascaded H-Bridge PV Inverter," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 8, no. 2, pp. 1341-1350, June 2020, doi: 10.1109/JESTPE.2019.2895113.

US ABC **Electric Vehicle Battery Test Procedures Manual**, Revision 2, Gary Hunt, Idaho Nat. Eng. Lab., U.S. Dept. Energy Idaho Field Of_ce, DOE/ID-10479, 1996.

V. G. Monopoli, Y. Ko, G. Buticchi and M. Liserre, "Performance Comparison of Variable-Angle Phase-Shifting Carrier PWM Techniques," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 7, pp. 5272-5281, July 2018.

W. Gao, X. Li, M. Ma, Y. Fu, J. Jiang and C. Mi, "Case Study of an Electric Vehicle Battery Thermal Runaway and Online Internal Short-Circuit Detection," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 3, pp. 2452-2455, March 2021.

W. Jiang *et al.*, "Flexible Power Distribution Control in an Asymmetrical-Cascaded-Multilevel-Converter-Based Hybrid Energy Storage System," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 8, pp. 6150-6159, Aug. 2018.

W. Mao *et al.*, "Research on Power Equalization of Three-Phase Cascaded H-Bridge Photovoltaic Inverter Based on the Combination of Hybrid Modulation Strategy and Zero-Sequence Injection Methods," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 11, pp. 9337-9347, Nov. 2020.

Y. Ko, M. Andresen, K. Wang and M. Liserre, "Modulation for Cascaded Multilevel Converters in PV Applications With High Input Power Imbalance," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 9, pp. 10866-10878, Sept. 2021, doi: 10.1109/TPEL.2021.3065028.

Y. Yu, G. Konstantinou, B. Hredzak and V. G. Agelidis, "Power Balance Optimization of Cascaded H-Bridge Multilevel Converters for Large-Scale Photovoltaic Integration," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 2, pp. 1108-1120, Feb. 2016.

Y. Yu, G. Konstantinou, C. D. Townsend, R. P. Aguilera and V. G. Agelidis, "Delta-Connected Cascaded H-Bridge Multilevel Converters for Large-Scale Photovoltaic Grid Integration," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 11, pp. 8877-8886, Nov. 2017, doi: 10.1109/TIE.2016.2645885.

Y. Li, Y. Wang and B. Q. Li, "Generalized Theory of Phase-Shifted Carrier PWM for Cascaded H-Bridge Converters and Modular Multilevel Converters," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 4, no. 2, pp. 589-605, June 2016.

Y. Liu *et al.*, "A Nonlinear Observer SOC Estimation Method Based on Electrochemical Model for Lithium-Ion Battery," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 57, no. 1, pp. 1094-1104, Jan.-Feb. 2021.