

UNIVERSIDADE FEDERAL DE JUIZ DE FORA
FACULDADE DE ENGENHARIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Tamiris Alves de Souza

Estratégia de rotação das portadoras triangulares de conversores CHBMC para balanceamento do SoC de um sistema de armazenamento de energia

Juiz de Fora

2025

Tamiris Alves de Souza

Estratégia de rotação das portadoras triangulares de conversores CHBMC para balanceamento do SoC de um sistema de armazenamento de energia

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora como requisito parcial à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área: Sistemas Eletrônicos.

Orientador: Prof. Dr. Pedro Gomes Barbosa

Coorientador: Prof. Dr. Frederico Toledo Ghetti

Juiz de Fora

2025

Ficha catalográfica elaborada através do Modelo Latex do CDC da UFJF
com os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

Souza, Tamiris Alves de.

Estratégia de rotação das portadoras triangulares de conversores CHBMC para balanceamento do SoC de um sistema de armazenamento de energia / Tamiris Alves de Souza. – 2025.

77 p. : il.

Orientador: Pedro Gomes Barbosa

Coorientador: Frederico Toledo Ghetti

Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Juiz de Fora, Faculdade de Engenharia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2025.

1. Transição Energética. 2. BESS. 3. Conversor Multinível. I. Barbosa, Pedro Gomes, orient. II. Ghetti, Frederico Toledo, coorient. III. Título.

Estratégia de rotação das portadoras triangulares de conversores CHBMC para balanceamento do SoC de um sistema de armazenamento de energia

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora como requisito parcial à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Sistemas Eletrônicos

Aprovada em 11 de setembro de 2025.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Pedro Gomes Barbosa - Orientador
Universidade Federal de Juiz de Fora

Prof. Dr. Frederico Toledo Ghetti - Coorientador
Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Sudeste de Minas Gerais

Profa. Dra. Janaína Gonçalves de Oliveira
Universidade Federal de Juiz de Fora

Profa. Dra. Dayane do Carmo Mendonça
Companhia Energética de Minas Gerais

Juiz de Fora, 19/08/2025.



Documento assinado eletronicamente por **Frederico Toledo Ghetti, Usuário Externo**, em 11/09/2025, às 18:58, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **Dayane do Carmo Mendonça, Usuário Externo**, em 12/09/2025, às 18:48, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **Pedro Gomes Barbosa, Coordenador(a)**, em 18/11/2025, às 08:35, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **Janaina Goncalves de Oliveira, Professor(a)**, em 18/11/2025, às 10:14, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



A autenticidade deste documento pode ser conferida no Portal do SEI-Ufjf (www2.ufjf.br/SEI) através do ícone Conferência de Documentos, informando o código verificador **2561543** e o código CRC **8E552FDE**.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus pela proteção e benção, pela intercessão de Nossa Senhora Aparecida e ao amor e carinho de minha família.

Ao meu orientador, Prof. Dr. Pedro Gomes Barbosae ao meu coorientador Prof. Dr. Frederico Toledo Ghetti, pela oportunidade, confiança, paciência e apoio durante a elaboração deste trabalho.

Aos colegas de laboratório pela troca de conhecimentos e pelos momentos de descontração.

Agradeço aos membros da banca avaliadora, pela disponibilidade de participar e pelas contribuições dadas neste texto.

É importante mencionar aqui o suporte educacional e a infraestrutura laboratorial disponibilizados pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e pela Universidade Federal de Juiz de Fora, sem os quais não seria possível o desenvolvimento deste trabalho.

Por último, o autor também gostaria de agradecer o apoio financeiro em parte da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) – Código de Financiamento 001, do Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq), do Instituto Nacional de Energia Elétrica (INERGE), da Fundação de Amparo à Pesquisa no Estado de Minas Gerais (FAPEMIG) e da Universidade Federal de Juiz de Fora pela bolsa de estudos concedida.

RESUMO

Esta dissertação apresenta uma estratégia para o balanceamento do estado de carga das baterias em um sistema de armazenamento de energia estacionário baseado em um conversor multinível em cascata trifásico. Os sinais de disparos dos interruptores semicondutores são gerados pela técnica de modulação com múltiplas portadoras triangulares deslocadas em níveis. Como essa técnica acarreta distribuição desigual de potência entre os módulos de cada fase, propõe-se um algoritmo de ordenação para classificar os módulos com base nos SoC de suas baterias. Em seguida, o algoritmo determina a rotação das portadoras triangulares de modo a promover o balanceamento dinâmico durante as etapas de carga e descarga das baterias. A técnica de controle foi verificada por meio de simulações no *software* PSCAD/EMTDC. Os resultados evidenciam o potencial da estratégia para aplicações em sistemas de armazenamento estacionários, especialmente em cenários que envolvam a integração de fontes renováveis.

Palavras-chave: Transição Energética. BESS. Conversor Multinível.

ABSTRACT

This dissertation presents a strategy to balance the state of charge (SoC) of batteries in a stationary energy storage system based on a three-phase cascaded multilevel converter. The switching pattern of the semiconductor devices is generated by a level-shifted multi-carrier triangular PWM technique. Because this technique leads to unequal power distribution among the modules of each phase, a ranking algorithm orders the converter modules according to their batteries' SoC. Then, the algorithm rotates the triangular carriers to promote dynamic balancing during both charging and discharging processes. The proposed control strategy was validated through simulations in the PSCAD/EMTDC *software*. The results highlight the potential of the approach for stationary battery energy storage applications, particularly in scenarios involving renewable energy integration.

Keywords: Energy Transition. BESS. Multilevel Converter.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1	– Diagrama esquemático do BESS baseado no CCHB.	15
Figura 2	– Circuito do módulo modificado.	16
Figura 3	– Tecnologias utilizadas nos sistemas de armazenamento de energia.	21
Figura 4	– Capacidade de armazenamento das tecnologias de ESS. . .	23
Figura 5	– Modelo de bateria não linear.	31
Figura 6	– Arranjos de BESS baseados em conversores eletrônicos monofásicos.	32
Figura 7	– Topologia trifásica do conversor de cinco níveis com a tensão grampeada a diodos.	34
Figura 8	– Topologia trifásica do conversor de cinco níveis com tensão grampeada a capacitores.	34
Figura 9	– Esquemas de conexão do CHBMC trifásico.	35
Figura 10	– CHBMC monofásico de cinco níveis.	38
Figura 11	– Formas de onda das quatro portadoras triangulares e do sinal modulante de uma fase do CHBMC de nove níveis.	40
Figura 12	– Formas de onda das tensões unipolares dos módulos em ponte completa da estratégia PS-PWM.	41
Figura 13	– Forma de onda da tensão de saída da fase “a” do CHBMC de nove níveis para a estratégia PS-PWM.	42
Figura 14	– Diferentes arranjos das portadoras dispostas em níveis usados nas variantes da estratégia de modulação LS-PWM.	43
Figura 15	– Tensões de saída dos quatro módulos da fase “a” do CHBMC geradas pela estratégia PD-PWM.	44
Figura 16	– Forma de onda da tensão de saída da fase “a” do CHBMC de nove níveis gerada pela estratégia PD-PWM.	45
Figura 17	– Algoritmo de balanceamento dos SOCs das baterias nos módulos de forma esquemática.	49
Figura 18	– Ordenação de um vetor de 4 posições através do método da bolha.	49
Figura 19	– Diagrama de blocos de controle do sistema de armazenamento de energia.	50
Figura 20	– Diagrama de blocos do controle de corrente	52
Figura 21	– Curva característica da tensão versus SoC de baterias . . .	53
Figura 22	– SoC das baterias durante a descarga: (a) algoritmo desabilitado; (b) algoritmo habilitado.	55

Figura 23	– (a) Rotação das portadora triangulares durante a descarga das baterias, (b) Detalhes da técnica de rotação.	56
Figura 24	– Formas de onda do CHBMC: (a) correntes injetadas na rede, (b) tensões terminais, (c) espectro harmônico da tensão de fase a.	57
Figura 25	– SoC das baterias durante a carga: (a) algoritmo desabilitado; (b) algoritmo habilitado.	58
Figura 26	– (a) Rotação das portadora triangulares durante a carga das baterias, (b) Detalhe das portadoras triangulares.	58
Figura 27	– Formas de onda do CHBMC: (a) correntes drenada da rede, (b) tensões terminais, (c) espectro harmônico da tensão de fase a.	59
Figura 28	– Desempenho do algoritmo de balanceamento durante a descarga com as baterias exibindo diferentes SoC.	60
Figura 29	– Rotação das portadora triangulares durante a descarga com as baterias exibindo diferentes SoC.	60
Figura 30	– Formas de onda do CHBMC: (a) correntes de fase do conversor, (b) tensões terminais, (c) espectro harmônico da tensão terminal na fase a.	61
Figura 31	– SoC das baterias durante a carga: algoritmo habilitado. . .	61
Figura 32	– Rotação das portadora triangulares durante a carga com as baterias exibindo diferentes SoC.	62
Figura 33	– Formas de onda do CHBMC: (a) correntes drenada da rede, (b) tensões terminais, (c) espectro harmônico da tensão de fase a.	63
Figura 34	– SoC das baterias durante a descarga: (a) algoritmo desabilitado; (b) algoritmo habilitado.	64
Figura 35	– (a) Rotação das portadora triangulares, (b) Detalhe das portadoras triangulares.	64
Figura 36	– Formas de onda do CHBMC: (a) correntes drenada da rede, (b) tensões terminais, (c) espectro harmônico da tensão de fase a.	65
Figura 37	– SoC das baterias durante a carga: (a) algoritmo desabilitado; (b) algoritmo habilitado.	66
Figura 38	– Rotação das portadora triangulares.	66
Figura 39	– Formas de onda do CHBMC: (a) correntes drenada da rede, (b) tensões terminais, (c) espectro harmônico da tensão de fase a.	67
Figura 40	– Representação espacial das transformações de coordenadas $\alpha\beta$ e dq	77

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Comparação entre tecnologias ESS.	24
Tabela 2 – Química de baterias de íon-lítio e suas características	30
Tabela 3 – Número de componentes por perna das topologias de conversores multiníveis não isolados.	36
Tabela 4 – Estados dos interruptores e valor da tensão de saída do CHBMC de 5 níveis.	38
Tabela 5 – Parâmetros do sistema.	54
Tabela 6 – Ganhos dos controladores de corrente.	54

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

APOD-PWM	modulação PWM com as portadoras dispostas em níveis em oposição de fase alternada (do inglês, <i>Alternate Phase Opposition Disposition PWM</i>)
BESS	sistema de armazenamento de energia em baterias (do inglês, <i>Battery Energy Storage Systems</i>)
C	Capacidade
CA	corrente alternada
CAES	armazenamento de energia com ar comprimido (do inglês, <i>Compressed-Air Energy Storage</i>)
CC	corrente contínua
Cd	cádmio
CHBMC	conversor multinível em cascata de ponte H (do inglês, <i>Cascaded H-Bridge Multilevel Converter</i>)
CSP	energia solar concentrada (do inglês, <i>Concentrated Solar Power</i>)
DCMC	conversor multinível com a tensão grampeada a diodos (do inglês, <i>Diode Clamped Multilevel Converter</i>)
DoD	Profundidade de Descarga (do inglês, <i>Depth of discharge</i>)
ESS	sistema de armazenamento de energia (do inglês, <i>Energy Storage System</i>)
FES	Volante de inércia (do inglês, <i>Flywheel Energy Storage</i>)
FCMC	conversor multinível com capacitores flutuantes (do inglês, <i>Flying Capacitors Multilevel Converter</i>)
GTO	tiristor comutado pelo gatilho (do inglês, <i>Gate Turn-off Thyristor</i>)
HVDC	transmissão em corrente contínua alta tensão (do inglês, <i>High-Voltage Direct Current Transmission</i>)
IGBT	transistor bipolar com gatilho isolado (do inglês, <i>Insulated-Gate Bipolar Transistor</i>)
IGCT	tiristor comutado por porta integrada (do inglês, <i>Integrate Gate-Commutated Thyristor</i>)
LMO	manganato de lítio
LCO	óxido de cobalto-lítio
LFP	fosfato de ferro-lítio

LS-PWM	modulação PWM com as portadoras deslocadas em nível (do inglês, <i>Level-Shifted PWM</i>)
MMC	conversor multinível modular (do inglês, <i>Modular Multilevel Converter</i>)
MOSFET	Transistor de efeito de campo de óxido metálico semicondutor (do inglês, <i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i>)
NCA	íon-lítio ternária de níquel-cobalto-alumínio
NiCd	níquel-cádmio
Ni-Fe	níquel-ferro
Ni-MH	níquel-hidreto metálico
Ni-H₂	níquel-hidrogênio
Ni-Zn	Níquel-zinco
NLM	modulação de nível mais próximo (do inglês, <i>Nearest Level Modulation</i>)
NMC	íon-lítio ternária de níquel-cobalto-manganês
NPC	conversor com o neutro grampeado a diodos (do inglês, <i>Neutral Point Clamped Converter</i>)
PD-PWM	modulação PWM com as portadoras dispostas em níveis (do inglês, <i>Phase Disposition PWM</i>)
POD-PWM	modulação PWM com as portadoras dispostas em níveis em oposição de fase (do inglês, <i>Phase Opposition Disposition PWM</i>)
PS-PWM	modulação PWM com as portadoras defasadas (do inglês, <i>Phase-Shifted PWM</i>)
PWM	modulação por largura de pulso (do inglês, <i>Pulse Width Modulation</i>)
SHE-PWM	modulação PWM com eliminação seletiva de harmônicos (do inglês, <i>Selective Harmonic Elimination PWM</i>)
SMES	armazenamento de energia magnética supercondutora (do inglês, <i>Superconducting Magnetic Energy Storage</i>)
SoC	Estado de carga (do inglês, <i>State of Charge</i>)
SVM	modulação vetorial (do inglês, <i>Space Vector Modulation</i>)
UHR	usina hidrelétrica reversível
THD	distorção harmônica total (do inglês, <i>Total Harmonic Distortion</i>)
VE	veículo elétrico
VSC	conversor fonte de tensão (do inglês, <i>Voltage Source Converter</i>)

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	13
1.1	MOTIVAÇÃO	14
1.2	OBJETIVOS	17
1.3	ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO	19
1.4	PUBLICAÇÃO RESULTANTE DESTE TRABALHO DE PESQUISA	20
2	SISTEMAS DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA	21
2.1	TECNOLOGIAS DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA	21
2.2	APLICAÇÕES DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA	24
2.3	TECNOLOGIAS DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA EM BATERIA	25
2.3.1	Definições técnicas e conceitos	26
2.3.2	Baterias de Chumbo-Ácido	28
2.3.3	Baterias de Níquel-Cádmio (NiCd)	28
2.3.4	Baterias de Níquel-Hidreto Metálico (níquel-hidreto metálico (Ni-MH))	28
2.3.5	Baterias de íons de lítio (Li-ion)	29
2.4	MODELAGEM MATEMÁTICA DA BATERIA	30
2.5	RESUMO DO CAPÍTULO	31
3	CONVERSORES MULTINÍVEIS APLICADOS NO ARMAZENAMENTO DE ENERGIA EM BATERIAS	32
3.1	INTRODUÇÃO	32
3.2	CONVERSOR MULTINÍVEL COM A TENSÃO GRAMPEADA A DIODOS	33
3.3	CONVERSOR MULTINÍVEL COM A TENSÃO GRAMPEADA A CAPACITOR	33
3.4	CONVERSOR MULTINÍVEL EM CASCATA DE PONTE H	35
3.4.1	Princípio de funcionamento do CHBMC	37
3.5	ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO MULTIPORTADORAS	39
3.5.1	Modulação PWM com portadoras defasadas (PS-PWM)	39
3.5.2	Modulação PWM com portadoras dispostas em níveis (LS-PWM)	40
3.6	RESUMO DO CAPÍTULO	46
4	BALANCEAMENTO DAS BATERIAS EM UM CHBMC PARA APLICAÇÃO BESS	47
4.1	MODULAÇÃO PD-PWM MODIFICADA	47
4.2	BALANCEAMENTO DOS ESTADOS DE CARGA DAS BATERIAS EMPREGANDO ALGORITMOS DE ORDENAÇÃO	48
4.2.1	Método da bolha	48
4.3	CONTROLE DE CORRENTE	50

4.4	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	53
4.4.1	ESTUDO DE CASO A	54
4.4.2	ESTUDO DE CASO B	57
4.4.3	ESTUDO DE CASO C	62
4.5	RESUMO DO CAPÍTULO	67
5	CONCLUSÃO	69
5.1	TRABALHOS FUTUROS	70
	REFERÊNCIAS	71
	APÊNDICE A – TRANSFORMADA DE COORDENADAS	76

1 INTRODUÇÃO

A incorporação de fontes de energia renováveis nas matrizes energéticas globais representa um avanço significativo rumo a um sistema elétrico mais sustentável e ambientalmente responsável. Entre as principais vantagens da integração dessas fontes pode-se destacar a redução das emissões de gases de efeito estufa e a diminuição da dependência de combustíveis fósseis, cujos preços e disponibilidade estão sujeitos a questões geopolíticas. Além disso, fontes como a eólica e a fotovoltaica possuem baixo impacto ambiental durante a operação e tendem a apresentar custos de geração decrescentes, favorecendo a competitividade frente a tecnologias convencionais. Também se destaca o potencial de geração distribuída, que pode fortalecer a autonomia energética de regiões remotas e reduzir perdas na transmissão.

Impulsionado por incentivos fiscais e políticas de estado é possível constatar um crescimento exponencial de fontes renováveis no mundo. De acordo com o relatório do Conselho Global de Energia Eólica (GWEC, 2025), o ano de 2024 alcançou um recorde de geração com 117 GW de nova capacidade. A China continua liderando o ranking mundial de energia eólica instalada *onshore* (478,8 GW), seguida pelos Estados Unidos (154,1 GW) e Alemanha (63,7 GW). O Brasil ocupa a 5^a posição com 33,7 GW de capacidade instalada *onshore*. Crescimento semelhante também é observado na geração fotovoltaica. Segundo o relatório da Agência Internacional de Energias Renováveis (IRENA, 2024), no ano de 2024 foram adicionados 451,9 GW de capacidade instalada de geração fotovoltaica no mundo. O Brasil atingiu a marca 53 GW de capacidade instalada, sendo 37,4 GW de geração distribuída e 17,6 GW de geração centralizada.

A expansão da geração de energia a partir de fontes renováveis não despacháveis, como a eólica e a fotovoltaica, impõem desafios extras para a operação da rede elétrica. Fontes não despacháveis, diferentemente das fontes tradicionais como termelétricas e hidrelétricas, não podem ser controladas para atender à demanda de energia de forma previsível. Sua produção varia de acordo com as condições climáticas, o que significa que em alguns momentos a geração pode ser alta e em outros baixa ou até mesmo inexistente (CEPEL, 2025). A intermitência e a variabilidade desse tipo de fonte torna a gestão da rede mais complexa e requer investimentos em tecnologias e infraestrutura para garantir a confiabilidade do sistema elétrico (WANG *et al.*, 2016).

Uma outra questão igualmente crítica é a redução da inércia do sistema provocada pela substituição gradual dos geradores síncronos convencionais. A inércia na rede elétrica é essencial para conter variações abruptas de frequência, pois está associada à energia cinética armazenada nos rotores dos geradores síncronos. Essa energia é liberada instantaneamente em situações de desequilíbrio entre geração e carga e contribui para amortecer oscilações e evitar colapsos de frequência (KUNDUR *et al.*, 2007). Como os

conversores eletrônicos utilizados em fontes renováveis não possuem essa característica inerente, a capacidade do sistema elétrico de reagir a distúrbios é reduzida, tornando-o mais vulnerável (ROSA; ASSIS; MOURINHO, 2020).

Portanto, embora essenciais para a transição energética, as fontes renováveis exigem um contínuo aprimoramento técnico e regulatório do setor elétrico. Esse novo cenário demanda a adoção de soluções complementares, a fim de garantir eficiência e ao mesmo tempo preservar a estabilidade do sistema elétrico de potência.

1.1 MOTIVAÇÃO

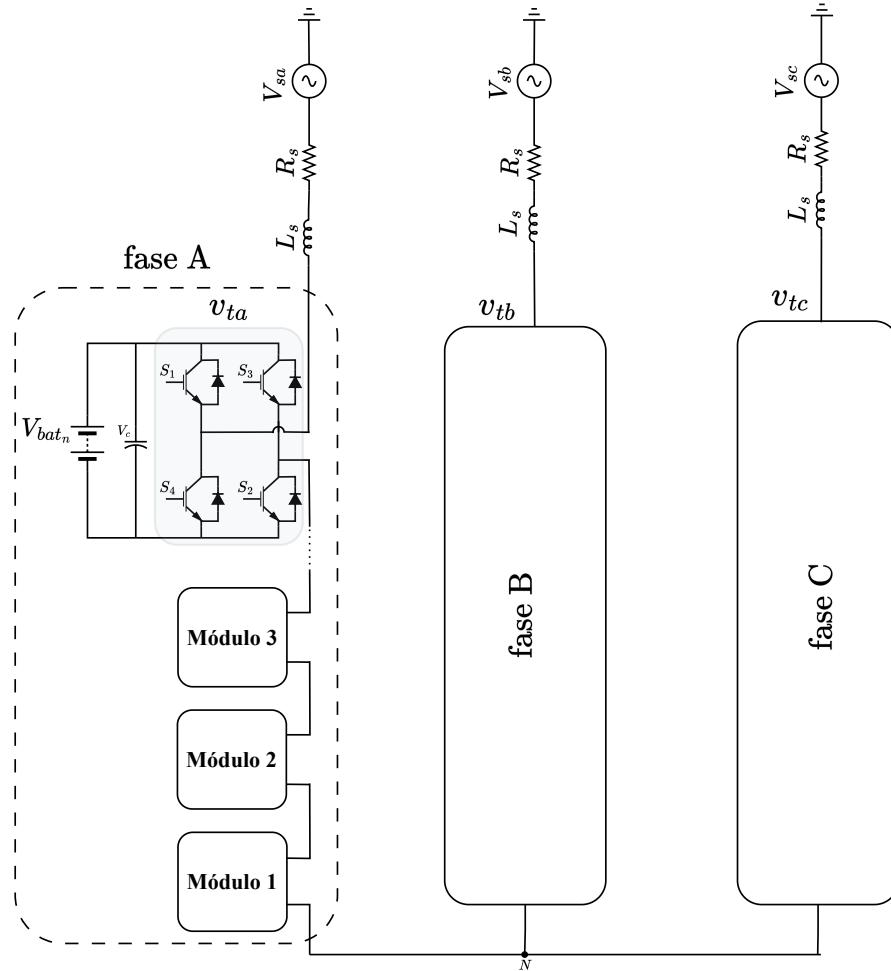
Os desafios da operação de redes elétricas com alta penetração de fontes renováveis são bastante conhecidos e amplamente discutidos na literatura (ZHAO *et al.*, 2015; BYRNE *et al.*, 2018). Entre as soluções apontadas, os sistemas de armazenamento de energia (do inglês, *Energy Storage Systems*) (ESS) são capazes de proporcionar o equilíbrio instantâneo entre geração e demanda, compensando variações rápidas de carga ou flutuações na geração (VAZQUEZ *et al.*, 2010). Entre as tecnologias de ESS, os sistemas de armazenamento de energia em baterias (do inglês, *Battery Energy Storage Systems*) (BESS) se destacam por sua escalabilidade, flexibilidade e alta eficiência. Adicionalmente, o BESS pode oferecer serviços anciliares de regulação de frequência, controle da tensão e inércia sintética (FARIVAR *et al.*, 2023).

Em redes elétricas de baixa e média tensão, os conversores monofásicos e trifásicos, com tensão de saída com dois níveis, são preferidos para serem utilizados como BESS devido aos custos e complexidades menores (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003). Já nas aplicações em tensões elevadas, várias unidades são usualmente combinadas a fim de obter maiores níveis de tensão, corrente ou potência. Entretanto, a conexão série de um número elevado de baterias aumenta a complexidade do controle do BESS.

Quando a aplicação requer alta potência e alta tensão, os conversores multiníveis são uma opção mais interessante como circuitos de interface para BESS. Dentre as topologias multiníveis que não utilizam transformadores, o conversor multinível em cascata de ponte H (do inglês, *Cascaded H-Bridge Multilevel Converter*) (CHBMC) apresenta uma série de vantagens na operação como BESS. Eles podem ser conectados em Δ ou Y , além de possuírem uma estrutura modular. A característica anterior facilita a manutenção e permite que a capacidade de armazenamento de energia seja rapidamente expandida. Além disso, por não possuírem um barramento CC compartilhado, o CHBMC pode operar com banco de baterias de tecnologias distintas acopladas aos seus módulos, ou ainda, com baterias de diferentes tempos de vida (OTA; SATO; AKAGI, 2016; POBLETE *et al.*, 2024). Para fins de simplicidade, neste trabalho, o termo banco de baterias será abreviado para baterias apenas.

A Figura 1 ilustra o diagrama esquemático do sistema de armazenamento de energia em baterias baseado na topologia CHBMC conectado em Y. Cada fase do conversor é formada pela conexão série de n conversores monofásicos em ponte completa, conectados à rede elétrica por meio de um filtro RL . Com o dimensionamento adequado do número de módulos por fase, é possível conectar o BESS a redes elétricas de média ou alta tensão sem a necessidade de transformadores (OTA; SATO; AKAGI, 2016).

Figura 1 – Diagrama esquemático do BESS baseado no CCHB.



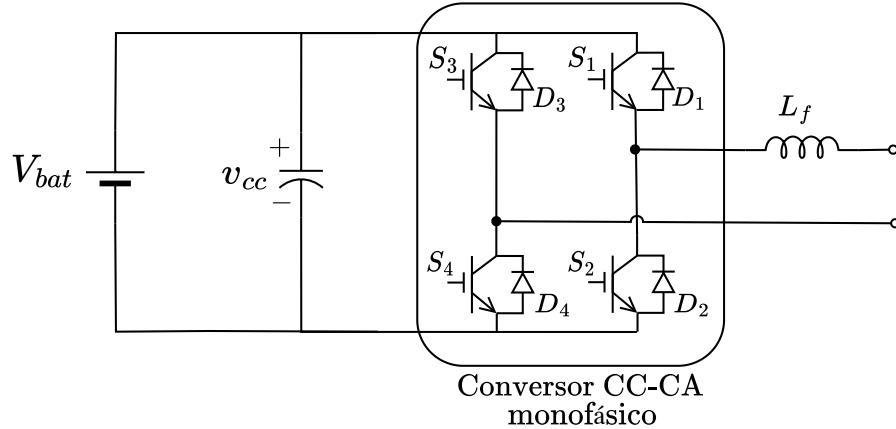
Fonte: Elaborado pela autora (2025).

Uma característica interessante da topologia BESS-CHBMC é a possibilidade de operar com baterias reaproveitadas de outras aplicações, como aquelas que equipam veículos puramente elétricos e híbridos. De acordo com (POBLETE *et al.*, 2024), até 2030, aproximadamente 200 GWh de baterias de íons de lítio serão descartadas, embora grande parte delas ainda retenha entre 70% e 80% de sua capacidade nominal. A utilização dessas baterias no armazenamento estacionário de energia pode proporcionar uma segunda vida a esses dispositivos, garantindo benefícios econômicos e ambientais (TERKES *et al.*, 2024).

Na hipótese da utilização de baterias de segunda vida, deve-se utilizar um conversor

CC-CC bidirecional, conectado entre os terminais CC dos módulos e os terminais da bateria, conforme ilustra a Figura 2. Esta modificação é necessária para proporcionar maior controle da tensão e da corrente de baterias que exibem capacidades e tempos de vida distintos entre si (MARZO *et al.*, 2021). Ressalta-se que este trabalho não tem por objetivo se aprofundar neste tema. A menção ao uso de baterias de segunda vida apenas evidencia a versatilidade do conversor CHBMC.

Figura 2 – Circuito do módulo modificado.



Fonte: Elaborado pela autora (2025).

Por todas as características apontadas anteriormente, verifica-se que, a configuração modular da topologia CHBMC com tensões de saída multiníveis é a solução mais adequada para a construção de BESS de alta capacidade a partir de baterias de baixa tensão. Para assegurar a eficiência energética, essa configuração deve estar associada à técnicas de modulação que otimizem o fluxo de potência e que consigam prolongar a vida útil das baterias.

Como será visto no capítulo 3, diferentes estratégias modulação podem ser utilizadas para gerenciar o funcionamento dos interruptores estáticos do CHBMC. Contudo, em aplicações BESS, a modulação PWM com portadoras defasadas (do inglês, *Phase-shift PWM*) (PS-PWM) tem sido preferencialmente utilizada em relação à modulação com portadoras deslocadas em níveis (do inglês, *Level-shifted PWM*) (LS-PWM) e sua variantes (*i*) modulação PWM com as portadoras dispostas em níveis (do inglês, *Phase Disposition PWM*) (PD-PWM), (*ii*) modulação PWM com as portadoras dispostas em níveis em oposição de fase (do inglês, *Phase Opposition Disposition PWM*) (POD-PWM) e (*iii*) modulação PWM com as portadoras dispostas em níveis em oposição de fase alternada (do inglês, *Alternate Phase Opposition Disposition PWM*) (AOPD-PWM).

Omer, Kumar e Surjan (2014) compararam diferentes técnicas de modulação PWM multiportadoras aplicadas a um CHBMC com o objetivo de identificar a estratégia de modulação mais eficiente. Neste estudo, a técnica PS-PWM apresentou menores perdas

devido a distribuição uniforme de energia entre os módulos, enquanto as variantes da técnica LS-PWM apresentaram perdas diferenciadas entre os interruptores da estrutura.

Segundo Wu e Narimani (2006), na modulação PS-PWM todos os dispositivos semicondutores operam com a mesma frequência de comutação e mesmo período de condução. Já nas modulações com portadoras deslocada por nível, a frequência de comutação e o tempo de condução dos interruptores não são fixos. Como consequência, observa-se que as baterias de cada módulo carregam e descarregam em ritmos diferentes, o que resulta no desbalanceamento dos estados de carga (SoC). No capítulo 3 é apresentada uma análise mais detalhada a respeito do desbalanceamento dos SoC pelo emprego da técnica LS-PWM.

Por outro lado, de acordo com Sharifabadi *et al.* (2016), as variantes da estratégia LS-PWM apresentam dois benefícios relacionados às propriedades harmônicas da tensão de saída e à frequência de comutação dos semicondutores dos conversores multiníveis. O primeiro é um maior número de níveis na forma de onda da tensão de saída, reduzindo a amplitude das componentes harmônicas. O segundo é, como nem todos os semicondutores participam de todas as transições da tensão de saída, a frequência das portadoras triangulares pode ser aumentada sem elevar significativamente a frequência de comutação individual dos interruptores.

Conclui-se que, em aplicações BESS com CHBMC, a modulação PS-PWM tem sido amplamente adotada na literatura. Por outro lado, as características da modulação LS-PWM e suas variantes identificadas por Sharifabadi *et al.* (2016) não podem ser ignoradas, apesar do efeito que esta técnica provoca nos (SoC) das baterias. Portanto, a principal contribuição deste trabalho é a proposição de uma estratégia que viabilize o uso da modulação LS-PWM no BESS-CHBMC e ao mesmo tempo garanta o processamento equalizado de energia entre todos os módulo do conversor.

Por fim, ressalta-se que a técnica de modulação influencia, mas não é determinante para a manutenção da equalização dos Estado de carga (do inglês, *State of Charge*) (SoC) das baterias do BESS-CHBMC. Ou seja, mesmo com o emprego da modulação PS-PWM, os SoC perdem a equalização se não for projetado alguma malha de controle dedicada para esta função, ainda que o sistema esteja submetido a operação com carga equilibrada. A principal justificativa para esse comportamento são as características eletroquímicas distintas das baterias.

1.2 OBJETIVOS

Com o objetivo de mitigar a distribuição desigual de energia entre os módulos do CHBMC pelo uso da modulação LS-PWM, Hart (2012) introduziu a técnica da alternância de padrões (*pattern swapping*), também conhecida como taxa de permutação, que visa

equalizar a potência média entregue por cada uma das fontes CC dos diferentes módulos da estrutura.

A técnica (*pattern swapping*) quando implementada no BESS-CHBMC atenua mas não corrige totalmente o efeito do desbalanceamento dos SoC. A alternância das portadoras triangulares proposta pela técnica segue um padrão de trocas fixo enquanto o desbalanceamento dos SoC não segue um padrão definido. (KONSTANTINOU; AGELIDIS, 2009)

Na pesquisa desenvolvida por (GHETTI, 2019), a tensão multinível nos terminais CA de um conversor multinível modular (do inglês, *Modular Multilevel Converter*) (MMC) foi obtida pela implementação da estratégia de modulação PD-PWM em conjunto com um algoritmo que identifica e ordena os módulos do conversor em função das tensões CC. Deste modo, foi possível priorizar a carga dos capacitores dos módulos com as tensões mais baixas e a descarga daqueles com as maiores tensões.

Neste contexto, este trabalho propõe uma estratégia de modulação híbrida que tem o objetivo de garantir a distribuição uniforme de energia entre os módulos do CHBMC e impedir o desbalanceamento dos SoC das baterias durante a operação do conversor. O funcionamento da técnica é dividido em etapas. Ao longo da operação do sistema um algoritmo dedicado irá identificar e ordenar os SoC. Na etapa seguinte, o algoritmo associa cada portadora triangular ao respectivo módulo respeitando a condição dos SoC identificados na etapa anterior. Desta forma, os módulos detentores de baterias com os menores SoC serão priorizados na etapa de carregamento, enquanto os módulos com baterias que apresentarem os maiores SoC serão priorizados na etapa de descarga. Por fim, a modulação PD-PWM é executada para gerar os sinais de disparo dos interruptores estáticos. A opção pela variante PD-PWM, entre as modulações LS-PWM, é justificada pela simplicidade na implementação digital e por resultar em menor THD da tensão CA multinível em relação às demais variantes, segundo Ghetti (2019).

É importante destacar que, diferente da proposta original descrita em Hart (2012), a alternância das portadoras implementada neste trabalho não segue um padrão fixo. A rotação das portadoras é executada em função da ordenação dos SoC indicada pelo algoritmo. Portanto, com esta proposta busca-se alcançar ao mesmo tempo a distribuição uniforme de energia entre os módulos, a equalização do SoC durante os ciclos de carga e descarga das baterias e o controle do disparo dos interruptores para a síntese da tensão CA multinível. O desempenho da estratégia foi avaliado no software PSCAD/EMTDC, cujos resultados demonstram sua eficácia e serão apresentados no último capítulo desta dissertação.

Desse modo, visando alcançar o objetivo proposto, os seguintes objetivos específicos foram definidos:

- a) Estudar a tecnologias de baterias voltadas para aplicações de BESS;
- b) Estudar as características do CHBMC e investigar seu princípio de funcionamento com o propósito de se adotar as melhores práticas que irão atender ao objetivo geral;
- c) Revisar técnicas de modulação modulação por largura de pulso (do inglês, *Pulse Width Modulation*) (PWM) que possam ser usadas com CHBMC;
- d) Desenvolver uma estratégia de controle com o objetivo de uniformizar as perdas de condução e comutação nos interruptores dos módulos do CHBMC;
- e) Desenvolver uma estratégia para equalizar o SoC das baterias conectadas aos módulos do CHBMC;
- f) Desenvolver malhas de controle de corrente que possibilite a conexão do BESS à rede elétrica;
- g) Desenvolver um modelo computacional para avaliar o desempenho da estratégia de equalização do SoC;
- h) Avaliar o desempenho do BESS proposto por meio de simulações com software PSCAD/EMTDC em diferentes cenários.

1.3 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO

Além da Introdução, este documento está dividido em mais cinco capítulos, organizados da seguinte forma:

No Capítulo 2 é realizada uma revisão de sistemas de armazenamento de energia elétrica com destaque ao armazenamento de energia em baterias. Destacam-se os tipos de tecnologias de armazenamento de energia em bateria com ênfase na baterias de íon de lítio.

No Capítulo 3 é apresentado de forma detalhada o conversor multinível em cascata, sua configuração, princípios de funcionamento e as principais estratégias de modulação multiportadoras.

No Capítulo 4 é apresentada a técnica de modulação modificada com a finalidade de equalizar o estado de carga das baterias. São apresentadas também as técnicas de controle em malha fechada necessárias ao funcionamento do BESS conectado à rede elétrica. Por fim, são discutidos os resultados de simulação do BESS CHBMC.

No Capítulo 5 são apresentadas as conclusões e propostas para trabalhos futuros.

1.4 PUBLICAÇÃO RESULTANTE DESTE TRABALHO DE PESQUISA

- SOUZA, Tamiris Alves de; SILVA, Josué Lima da; GHETTI, Frederico Toledo; BARBOSA, Pedro Gomes. Estratégia de rotação das portadoras triangulares de conversores CHB para balanceamento do SoC das baterias de um sistema de armazenamento de energia. XI SIMPÓSIO BRASILEIRO DE SISTEMAS ELÉTRICOS, São João del-Rei, 2025.

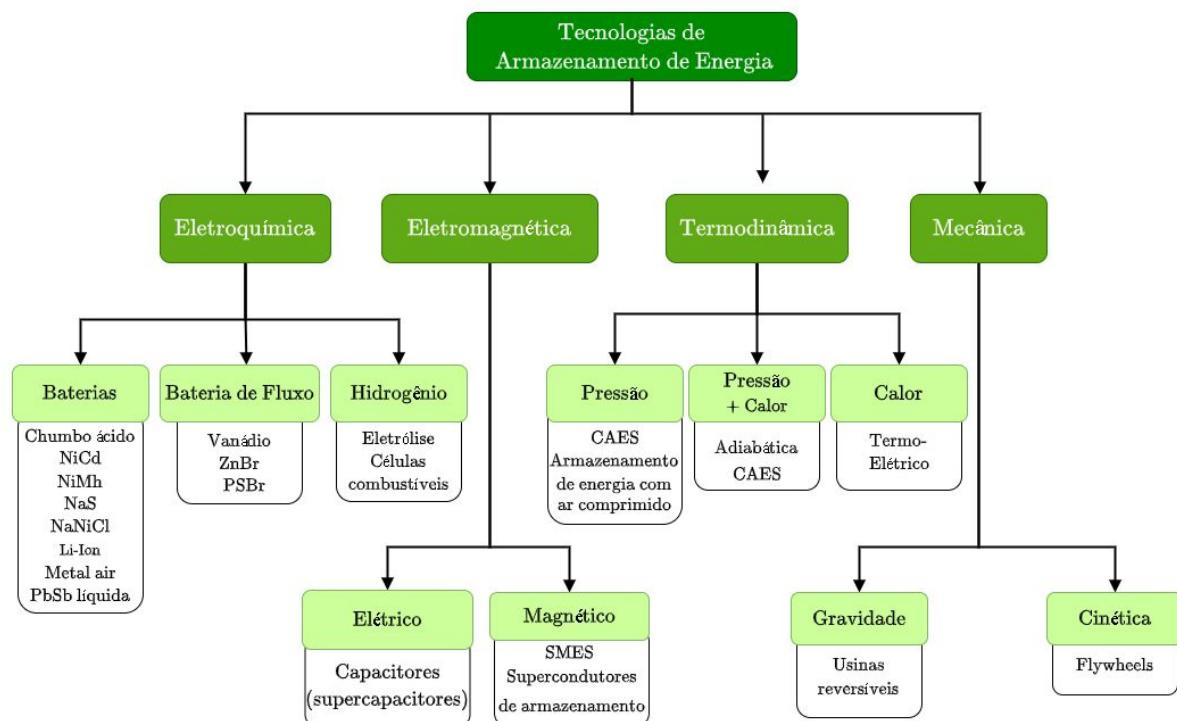
2 SISTEMAS DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA

Neste capítulo, é realizada uma breve revisão sobre as principais tecnologias de armazenamento de energia, com ênfase no armazenamento em baterias. Serão detalhadas definições técnicas e conceitos cruciais para a compreensão do tema. Por fim, é apresentada a modelagem da bateria empregada no desenvolvimento desta dissertação.

2.1 TECNOLOGIAS DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA

Um sistema de armazenamento de energia consiste em um conjunto de tecnologias e equipamentos capazes de converter energia elétrica da rede em uma forma de energia passível de armazenamento e, posteriormente, reconvertê-la em energia elétrica para injeção na rede quando necessário. A Figura 3 fornece uma visão geral das tecnologias de armazenamento de energia separadas em quatro categorias: mecânicas, termodinâmicas, eletromagnéticas e eletroquímicas (HE *et al.*, 2021).

Figura 3 – Tecnologias utilizadas nos sistemas de armazenamento de energia.



Fonte: Adaptado de Martins (2023).

O armazenamento mecânico é uma das formas mais antigas e tradicionais de armazenamento de energia, remontando à década de 1920. As usinas hidrelétricas reversíveis (UHR) são a principal tecnologia desta categoria seguida dos Volante de inércia (do

inglês, *Flywheel Energy Storage*) (FES), que armazenam energia cinética em rotores com grande massa mantidos em alta rotação (PICKARD, 2011).

Na categoria de armazenamento eletromagnético duas tecnologias são frequentemente citadas, os supercapacitores e o armazenamento de energia magnética supercondutora (do inglês, *Superconducting Magnetic Energy Storage*) (SMES). Os supercapacitores armazenam energia em um campo elétrico e são notáveis por sua altíssima densidade de potência e capacidade de realizar ciclos de carga e descarga muito rápidos, embora com menor densidade de energia. O SMES, por sua vez, armazena energia em um campo magnético gerado por uma corrente contínua em uma bobina supercondutora, oferecendo resposta quase instantânea. No entanto, a viabilidade econômica dos sistemas supercondutores ainda é debatida, uma vez que exigem temperaturas extremamente baixas para operação (SOMAN *et al.*, 2018).

A categoria de sistemas termodinâmicos abrangem tecnologias de armazenamento de energia com ar comprimido (do inglês, *Compressed-Air Energy Storage*) (CAES) e de aproveitamento térmico. O sistema CAES geralmente estoca ar pressurizado em cavernas ou minas desativadas para acionar turbinas com a energia potencial armazenada (EASE, 2022; FAISAL *et al.*, 2018). O aproveitamento térmico para geração de eletricidade é representado em grande parte por usinas de energia solar concentrada (do inglês, *Concentrated Solar Power*) (CSP). A CSP opera de maneira semelhante a uma usina termelétrica convencional, porém a fonte de calor geralmente consiste em sal fundido aquecido por radiação solar concentrada (CABEZA *et al.*, 2011).

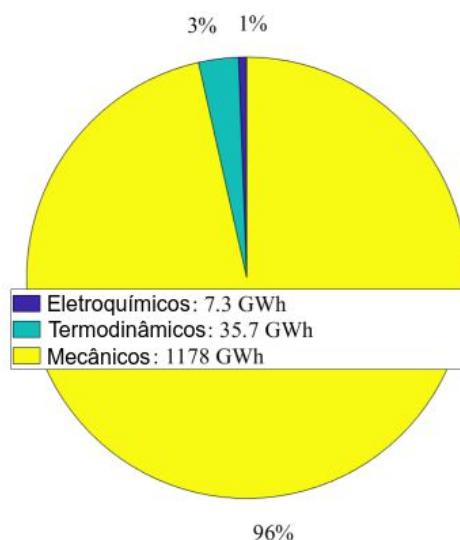
Entre todas as tecnologias de armazenamento apresentadas, aquelas reunidas na categoria eletroquímicas têm se destacado e vêm ganhando relevância, principalmente no contexto da transição energética. Como exemplo, o armazenamento de energia baseado em hidrogênio se diferencia das tecnologias discutidas anteriormente pela sua alta densidade de energia aliada à capacidade de ser transportado (CONVERSE, 2011). A conversão reversa em eletricidade pode ocorrer de forma indireta, por meio de usinas termelétricas a gás convencionais, ou de forma direta, por meio de células a combustível (FAROOQUE; MARU, 2002). No armazenamento de energia em baterias, as vantagens estão relacionadas a modularidade do sistema, a capacidade de resposta rápida e a redução dos custos do *kWh* das baterias, principalmente daquelas baseadas em íons de lítio (CHEMALI *et al.*, 2016).

O Departamento de Energia norte-americano catalogou diversos projetos de armazenamento de energia ao redor do mundo. No documento, *Global Energy Storage Database*, é possível verificar o aumento expressivo de ESS nos últimos anos, principalmente daquelas baseadas em tecnologias eletroquímicas (DOE, 2022). No entanto, dos projetos catalogados, as tecnologias de UHR e de FES representam cerca de 96% do total, conforme ilustra a Figura 4.

O resultado apontado pela Figura 4 pode ser melhor compreendido quando se compara algumas características dos ESS, como por exemplo, densidade de energia, potência, custo por kWh, entre outros parâmetros. A Tabela 1 apresenta, de modo resumido, alguns indicadores.

A partir dos dados apresentados na Tabela 1, ficam evidentes os motivos que fazem as UHR a tecnologia dominante de ESS. As UHR apresentam boa eficiência, baixo custo por kWh armazenado e vida útil significativamente maior que a das demais tecnologias. No entanto, a sua principal desvantagem é estar restrita a locais com condições geográficas adequadas.

Figura 4 – Capacidade de armazenamento das tecnologias de ESS.



Fonte: Adaptado de Farivar *et al.* (2022).

De acordo com o Plano Nacional de Energia 2050, documento que estabelece estratégias de longo prazo para setor elétrico brasileiro, as formas de armazenamento que terão impacto efetivo na distribuição de energia elétrica serão aquelas com alta disponibilidade e flexibilidade de operação. O documento sugere ainda tecnologias prioritárias para os investimentos de P&D como os sistemas FES, UHR, CAES e BESS. Esta última se apresenta como a melhor opção para várias aplicações, devido à portabilidade, escalabilidade e velocidade de atuação. A facilidade de instalação do BESS em praticamente qualquer ponto da rede é estratégico para mitigar perturbações na tensão e na frequência em um cenário onde as fontes de energias renováveis aumentam seu protagonismo na matriz energética nacional (EPE, 2020).

Dada a relevância do BESS, a seção 2.3 é dedicada à discussão dessa tecnologia de armazenamento.

Tabela 1 – Comparaçāo entre tecnologias ESS.

Tecnologia	Faixa de potência (kW)	Faixa de energia (kWh)	Custo (\$/ kWh)	Densidade de energia	Vida útil (anos)	Eficiência (%)
Hidrogēnio	$>100 \times 10^6$	$10 - 10^6$	1 – 10	$30 - 2550$ kWh/m ³	5 – 30	20 – 40
Supercapacitor	10^3	<10	$10k - 20k$	$4 - 7$ Wh/kg	10	90
Bateria-fluxo	$>100 \times 10^3$	$100 - 10^3$	100 – 400	$10 - 25$ Wh/L	10 – 20	70 – 75
Chumbo-Ácido	$<10 \times 10^3$	$<10^4$	100 – 200	$25 - 35$ Wh/kg	5 – 15	75 – 85
Íons de lítio	1 a 50×10^3	$<10^4$	$700 - 1,3k$	$120 - 300$ Wh/kg	15 – 20	90 – 98
UHR	10^3 a 3×10^6	$<10^8$	40 – 150	$0,5 - 3$ Wh/kg	>80	70 – 85

Fonte: Adaptado de Farivar *et al.* (2022).

2.2 APLICAÇĀOES DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA

Os sistemas de armazenamento de energia possuem aplicações essenciais em todo o setor elétrico, abrangendo desde o residencial até a geração, transmissão e distribuição. Eles desempenham um papel crucial na otimização e estabilização da rede elétrica.

Na geração de energia, os ESS atuam de diversas formas: fornecem suporte como reserva de energia em momentos de falhas na rede ou para suprir demandas inesperadas, garantindo a continuidade do fornecimento. Também otimizam o uso da energia através do gerenciamento de picos de demanda, armazenando-a em períodos de baixo consumo e liberando-a nos momentos de pico, o que reduz a necessidade de ligar geradores adicionais, geralmente mais custosos e menos eficientes. Além disso, contribuem para a capacidade de fornecimento, regulação de frequência e estabilização de potência, especialmente em parques de energias renováveis como eólicos e solares. Ao suavizar as flutuações de geração intermitente dessas fontes, os ESS garantem uma entrega de energia mais estável à rede (CHEN *et al.*, 2009).

No setor de transmissão, os ESS são fundamentais para o suporte à rede elétrica, compensando variações na carga e na geração, o que é vital para manter a estabilidade da rede e reduzir perdas durante o transporte de eletricidade por longas distâncias (CHEN *et al.*, 2009; FARHADI; MOHAMMED, 2015).

Já no setor de distribuição, os sistemas de armazenamento de energia contribuem para a regulação de tensão na rede elétrica, mantendo-a dentro dos limites operacionais aceitáveis, especialmente em áreas com alta variação de carga ou características de tensão específicas. Também melhoraram a qualidade de energia para os consumidores, reduzindo

flutuações de tensão e frequência, corrigindo distorções harmônicas e assegurando um fornecimento estável e confiável (RIBEIRO *et al.*, 2001).

Para os consumidores, os ESS oferecem a capacidade de armazenar o excesso de energia gerado por sistemas de micro ou minigeração renovável (sistemas fotovoltaicos ou pequenas turbinas eólicas) para uso posterior. Além disso, são úteis em aplicações locais onde a manutenção da rede exige desligamentos, provendo energia temporária.

Portanto, os ESS são uma infraestrutura indispensável para a evolução das redes elétricas, uma vez que viabilizam a integração cada vez maior de fontes renováveis, ao mesmo tempo que garantem a operação do sistema com segurança e eficiência. Apesar disso, no Brasil, o uso de sistemas de armazenamento de energia ainda é incipiente, com projetos de pesquisa conduzidos entre concessionárias, institutos de pesquisa e a academia. O desenvolvimento e implementação de tecnologias ESS de grande porte requer um esforço conjunto de P&D, além de ações regulatórias e a aplicação de políticas industriais para desenvolver o mercado.

2.3 TECNOLOGIAS DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA EM BATERIA

Um BESS é composto por um arranjo de células eletroquímicas conectadas em série e em paralelo, formando um conjunto capaz de armazenar e fornecer energia conforme a demanda. A interface com a rede é realizada por meio de conversores CC-CC ou CC-CA. Por fim, é necessário a inclusão de um sistema de gerenciamento para monitorar a carga e equalizar as tensões das células com o objetivo de proteger o sistema contra falhas (RUFER, 2017).

As baterias desempenham um papel fundamental em diversas aplicações, especialmente no contexto do armazenamento da energia proveniente de fontes renováveis intermitentes, como sistemas fotovoltaicos e parques eólicos. Nesses casos, sua função principal é viabilizar o fornecimento de energia elétrica mesmo em períodos de baixa ou inexistente geração primária. Adicionalmente, essas baterias são amplamente empregadas em sistemas de *backup*, assegurando a continuidade do fornecimento de energia durante interrupções na rede elétrica, bem como em soluções móveis destinadas a áreas remotas ou afetadas por emergências climáticas. Outro uso relevante refere-se à regulação de frequência do sistema elétrico, contribuindo para a estabilidade da rede frente a flutuações na demanda (PLETT, 2015).

Além de sua importância no setor de energia elétrica, nos últimos anos as baterias protagonizaram um salto de desenvolvimento, incentivado pelo setor automobilístico, para viabilizar a propulsão elétrica veicular. Avanços tecnológicos na composição química e na arquitetura das baterias foram capazes de aumentar a densidade de energia e potência das células, além de melhorar a vida útil (CHEMALI *et al.*, 2016).

Outra contribuição que o setor automobilístico poderá proporcionar para os sistemas de armazenamento de energia diz respeito ao reaproveitamento de baterias de veículo elétricos (VEs). Estima-se que 100 gigawatts-hora (GW h) de baterias de VEs "descartadas" estarão disponíveis globalmente até 2030 (OUTLOOK, 2020). Embora uma bateria seja considerada no "fim de vida" para VEs quando sua capacidade de retenção de energia cai para cerca de 80% da inicial, baterias de íons de lítio que ainda retêm entre 70% e 80% de sua capacidade original podem ser reutilizadas em aplicações estacionárias menos exigentes. Elas podem prestar serviços à rede elétrica, como a redução de picos de demanda (do inglês, *peak shaving*) ou no equilíbrio da intermitência de fontes de geração renovável, como a eólica e a solar (OUTLOOK, 2020).

A seguir são apresentados alguns conceitos fundamentais que caracterizam as baterias.

2.3.1 Definições técnicas e conceitos

Esta seção apresenta os principais conceitos e definições relativos aos parâmetros de uma bateria que são necessários para compreensão das seções seguintes:

a) Capacidade (C)

A capacidade é um termo empregado para quantificar a quantidade total de energia que uma bateria consegue armazenar. Geralmente esta medida é expressa em Wh (Watt-hora) ou em Ah (Ampere-hora). Neste último caso, a capacidade pode ser mensurada pela integração da corrente durante o processo de descarga da bateria.

$$C = \int_0^t i(t)dt \quad (2.1)$$

b) Profundidade de Descarga (do inglês, *Depth of discharge*) (DoD)

A profundidade de descarga é a quantidade de energia extraída da bateria em relação a sua capacidade nominal. Uma profundidade de descarga de 50% quer dizer que extraímos metade da energia desse sistema.

$$DoD = \frac{\int_0^t i_{dis}(t)dt}{C} \quad (2.2)$$

c) Vida útil (em ciclos)

Configura-se um ciclo o processo integral de carga e, posteriormente, descarga de uma bateria. A vida útil refere-se ao número de ciclos que a bateria suporta antes de ocorrer a degradação das suas propriedades elétricas. Em aplicações com VEs, a vida útil está atrelada à redução da capacidade a 80% (OUTLOOK, 2020).

d) Taxa de carga e descarga (C_{rate})

As taxas de carga e descarga, conhecidas em inglês como C_{rate} , são definidas pela razão entre a potência aplicada e a capacidade nominal da bateria. Esse índice expressa a velocidade com que a bateria pode ser carregada ou descarregada e varia de acordo com a tecnologia empregada.

$$C_{rates} = \frac{\text{Potência (W)}}{\text{Energia (Wh)}} \quad (2.3)$$

e) Estado de Carga (SoC)

O estado de carga (SoC) é uma medida que indica a quantidade de energia restante em uma bateria em relação à sua capacidade nominal. Esse parâmetro é fundamental para auxiliar na gestão do uso e na manutenção do dispositivo. Nota-se que o estado de carga é o complemento da profundidade de descarga. Logo, se houver uma profundidade de descarga de 80%, o estado de carga do sistema é de 20%. A profundidade de descarga mede o que já se foi e o estado de carga mede o que sobrou.

Um dos métodos mais simples para estimar o SoC é integrando a corrente pela bateria, durante os ciclos de carga ou descarga, conforme mostrado a seguir:

$$\text{SoC} = \text{SoC}(t_0) + \frac{1}{C_{nom}} \int_{t_0}^t idt \quad (2.4)$$

onde, $\text{SoC}(t_0)$ é o estado de carga inicial da bateria em (%), C_{nom} é a capacidade nominal da bateria em Ah, i é a corrente de carga ou descarga da bateria em A

f) Efeito memória

O efeito memória consiste no fato da bateria perder gradativamente a capacidade de recarga após seguidas descargas parciais. Isso se deve à redução da tensão na qual a bateria opera, sendo um parâmetro muito conhecido para usuários de baterias de níquel-cadmio e níquel-hidreto metálico, segundo (VIAN *et al.*, 2021).

g) Autodescarga

A autodescarga é o fenômeno natural de perda de carga que ocorre em uma bateria mesmo quando ela não está sendo utilizada. Diferentemente do efeito memória, a autodescarga é uma característica intrínseca de todas as baterias, sendo mais ligada às suas propriedades eletroquímicas do que ao processo de fabricação. É importante notar que a autodescarga é um processo permanente e irreversível.

2.3.2 Baterias de Chumbo-Ácido

As baterias de chumbo-ácido são as mais antigas e amplamente utilizadas, principalmente na indústria automotiva, devido ao emprego de elementos químicos de baixo custo e capacidade de fornecer corrente elétrica em grande amplitude (KULARATNA, 2014). Segundo Rahn e Wang (2013), elas são robustas, de baixo custo e possuem tensão nominal de 2 V por célula. No entanto, são volumosas, pesadas e apresentam menor vida útil em comparação com outras tecnologias.

A bateria de chumbo-ácido apresenta uma densidade de energia de 30 Wh/kg e uma vida útil de aproximadamente 300 ciclos. Ela se destaca pelo seu desempenho estável e seguro (baixo risco de explosão). Contudo, uma desvantagem significativa dessa tecnologia é a alta emissão de chumbo durante sua produção, processamento e reciclagem, o que pode causar contaminação ambiental irreversível (XIONG, 2020).

2.3.3 Baterias de Níquel-Cádmio (NiCd)

As baterias de níquel-cádmio (níquel-cádmio (NiCd)) fazem parte de um grupo de cinco baterias recarregáveis baseadas em níquel: níquel-hidreto metálico (Ni-MH), níquel-hidrogênio (Ni-H₂), Níquel-zinco (Ni-Zn) e níquel-ferro (Ni-Fe) (KULARATNA, 2014). Apesar de apresentarem baixa densidade de energia e impactar severamente o meio ambiente devido ao cádmio (Cd), ainda são utilizadas em diversas aplicações industriais devido à sua durabilidade e confiabilidade (KULARATNA, 2014).

A bateria de níquel-cádmio tem uma densidade de energia de 50 Wh/kg e uma vida útil de 500 ciclos. Ela também se destaca por apresentar uma densidade de corrente mais alta em comparação com a bateria de chumbo-ácido (XIONG, 2020). No entanto, seu forte efeito memória é uma desvantagem significativa. Esse fenômeno faz com que a bateria sofra uma diminuição temporária de sua capacidade se for carregada e descarregada parcialmente, resultando em uma redução da autonomia (XIONG, 2020).

2.3.4 Baterias de Níquel-Hidreto Metálico (Ni-MH)

A bateria de níquel-hidreto metálico (Ni-MH) possui uma densidade de energia de 50-60 Wh/kg (XIONG, 2020). Ela se destaca por sua excelente vida útil, alta capacidade (RAHN; WANG, 2013). Na década de 1990, a bateria Ni-MH foi amplamente utilizada em veículos híbridos de fabricantes como Toyota, Honda, Ford e Chevrolet (XIONG, 2020). No entanto, de acordo com Xiong (2020), a bateria de Ni-MH não eliminou completamente o efeito memória, e também apresenta problemas de superaquecimento durante o carregamento rápido (XIONG, 2020).

2.3.5 Baterias de íons de lítio (Li-ion)

As baterias de íons de lítio se destacam por não apresentarem o efeito memória e por possuírem uma maior densidade de energia e potência (XIONG, 2020). No entanto, apesar de suas vantagens, apresentam custo elevado e exigem sistemas de gerenciamento adicionais para garantir a segurança durante o uso (RAHN; WANG, 2013).

As baterias de íon-lítio oferecem diversas vantagens notáveis, como alta tensão de trabalho, podendo atingir 3,6 V por célula, e alta energia específica, cerca de 300 Wh/kg. Sua vida útil é bastante longa se comparada a outras tecnologias, podendo alcançar mais de 2000 ciclos em condições nominais de utilização. Outro benefício é a baixa taxa de autodescarga, de apenas 6-8%, o que é significativamente menor do que as baterias de níquel-cádmio (25-30%) e níquel-hidreto metálico (15-20 %). Além disso, a ausência de efeito memória permite que sejam carregadas e descarregadas a qualquer momento sem comprometer o desempenho (XIONG, 2020).

Conforme Xiong (2020), o mercado oferece uma variedade de baterias baseadas em íons-de lítio, que se distinguem principalmente na densidade de energia e na taxa de carga e descarga. Entre os tipos mais comuns, encontram-se: a bateria de óxido de cobalto-lítio (LiCoO_2), as baterias de manganato de lítio (LiMn_2O_4), a bateria de fosfato de ferro-lítio (LiFePO_4), e as baterias de íon-lítio ternárias, que incluem as de níquel-cobalto-alumínio e as de níquel-cobalto-manganês.

A Tabela 2 ilustra os diferentes tipos e as características de desempenho das baterias de íons de lítio mais utilizadas.

Segundo Xiong (2020) as diferenças entre os materiais utilizados nos eletrodos positivo e negativo, nos eletrólitos e nos processos de fabricação das baterias de íon-lítio resultam em variações significativas de desempenho, bem como em distintas denominações comerciais, conforme apresentado na Tabela 2.

Observa-se que as baterias de óxido de cobalto-lítio (LCO) e de manganato de lítio (LMO) apresentam baixa estabilidade térmica, motivo pelo qual são raramente empregados em veículos elétricos (XIONG, 2020). Em contrapartida, as baterias de fosfato de ferro-lítio (LFP) e as baterias ternárias de lítio demonstram desempenho superior em termos de segurança e, por este motivo, são amplamente utilizadas em aplicações automotivas, tanto em veículos comerciais quanto de passeio.

O modelo da bateria utilizada neste trabalho foi de íons de lítio, semelhante ao modelo que equipou o veículo Chevy Volt PHEV 2013 (HAYES; GOODARZI, 2018). Apesar de não ter sido identificado as características químicas desta bateria, foi possível obter dados das especificações elétricas como, por exemplo, tensão nominal da célula, taxa de capacidade do pacote e taxa de energia do pacote, dados estes necessários para realizar a simulação proposta.

Tabela 2 – Química de baterias de íon-lítio e suas características

Bateria	Fórmula Química	Características
Bateria de óxido de cobalto-lítio (LCO)	LiCoO_2	Alta tensão (3.9 V), alta energia específica, mas potencial risco de incêndio
Bateria de manganato de lítio (LMO)	LiMn_2O_4	A tensão e a energia específica são próximas às da LCO, a capacidade decai rapidamente e a estabilidade térmica é baixa
Bateria de fosfato de ferrolítio (LFP)	LiFePO_4	Boa segurança, alta densidade de potência, baixa densidade de energia, boa estabilidade térmica
Bateria de íon-lítio ternária de níquel-cobalto-alumínio (NCA)	$\text{Li}_{0.8}\text{Co}_{0.15}\text{Al}_{0.05}\text{O}_2$	A tensão é ligeiramente menor que a da LCO, a segurança é melhor que a da LCO, as características de vida útil do ciclo são boas
Bateria de íon-lítio ternária de níquel-cobalto-manganês (NMC)	$\text{LiNi}_{1-x-y}\text{Co}_x\text{Mn}_y\text{O}_2$	A segurança está entre NCA e LMO, a capacidade decai mais rápido que a da NCA

Fonte: Adaptado de (XIONG, 2020) (2025).

2.4 MODELAGEM MATEMÁTICA DA BATERIA

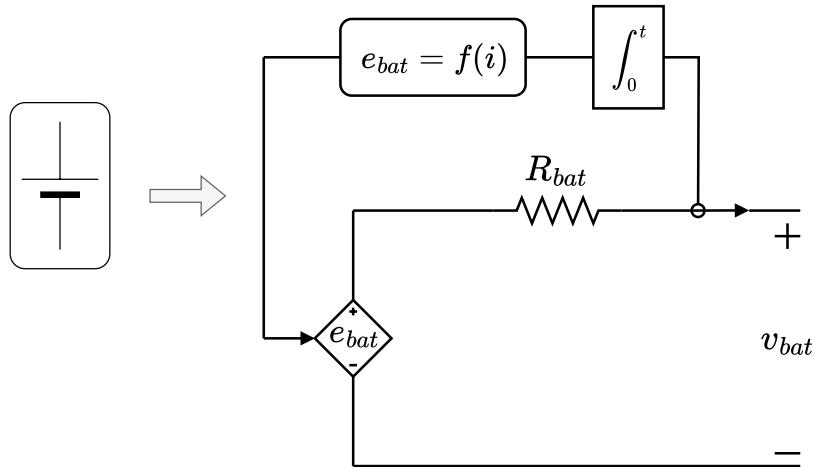
A modelagem das baterias do BESS tem várias motivações, desde a simulação do sistema para prever o comportamento das baterias durante os ciclos de carga e descarga, até a definição dos requisitos para os conversores de eletrônica de potência conectados a elas. Outro motivo fundamental da modelagem é projetar o sistema de gerenciamento da bateria que irá permitir a estimativa do estado de carga (SoC), também conhecido como função de "medidor de combustível".

Na Figura 5 é apresentado o modelo interno de bateria usado pelo software de simulação PSCAD/EMTDC, que foi utilizado nessa dissertação. A bateria é modelada usando uma fonte de tensão controlada em série com uma resistência. Este é o mesmo modelo proposto por Shepherd (1965). Vale ressaltar que, no modelo apresentado, cabe ao usuário definir o SoC inicial para a realização da simulação do circuito.

Na Figura 5, e_{bat} representa a tensão interna da bateria à vazia. Essa tensão está em função da corrente da bateria $f(i)$. É importante destacar que este modelo assume as mesmas características durante os ciclos de carga e descarga.

No Capítulo 4, serão detalhados os dados necessários para a realização das simulações computacionais.

Figura 5 – Modelo de bateria não linear.



Fonte: Elaborado pela autora (2025).

2.5 RESUMO DO CAPÍTULO

Este capítulo apresentou uma breve revisão sobre as tecnologias de sistemas de armazenamento de energia, com foco especial no armazenamento em baterias. Foram apresentados conceitos e definições empregados para caracterizar os parâmetros elétricos das baterias. Realizou-se também uma revisão das principais tecnologias de baterias aplicadas ao BESS, de modo a evidenciar vantagens, desvantagens e principais aplicações. Por fim, foi apresentada a modelagem matemática que irá emular o comportamento dinâmico das baterias de íons de lítio do sistema BESS proposto nesta dissertação.

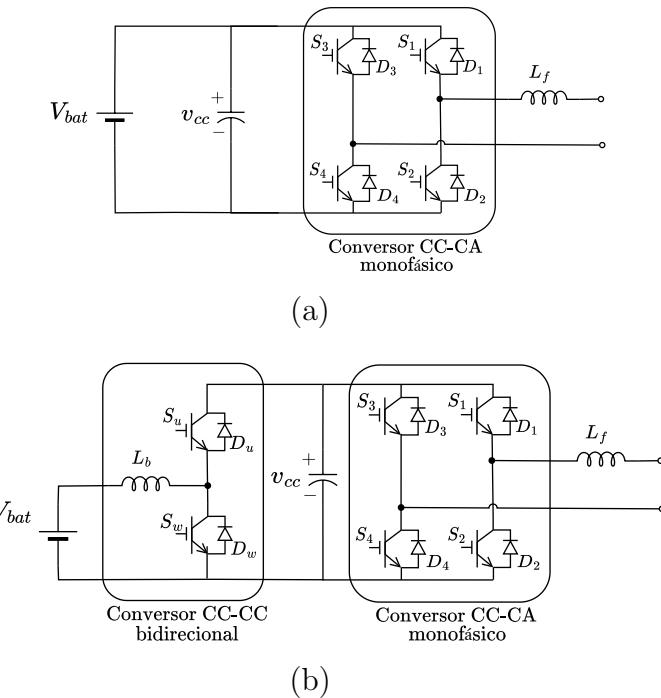
3 CONVERSORES MULTINÍVEIS APLICADOS NO ARMAZENAMENTO DE ENERGIA EM BATERIAS

Este capítulo apresenta um resumo das principais características de três topologias de conversores que não utilizam transformadores para obter tensões com múltiplos níveis em seus terminais corrente alternada (CA). Na sequência, são abordados os princípios de funcionamento da topologia do conversor multinível em cascata, bem como uma revisão dos métodos de PWM baseados em múltiplas portadoras.

3.1 INTRODUÇÃO

Na Figura 6 são ilustrados dois arranjos de BESS nos quais conversores eletrônicos atuam como circuitos de interface entre o banco de baterias e a rede elétrica. Em ambos exemplos foram usados conversores fonte de tensão (do inglês, *Voltage Source Converters*) monofásicos. Na Figura 6(a), a bateria é conectada diretamente aos terminais de corrente contínua (CC) do VSC. Já na Figura 6(b), um conversor CC-CC bidirecional é inserido entre os terminais do banco de baterias e do VSC, permitindo maior controle sobre a tensão e a corrente (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003).

Figura 6 – Arranjos de BESS baseados em conversores eletrônicos monofásicos.



Legenda: (a) conexão direta, (b) conexão indireta.

Fonte: Elaborado pela autora (2025).

Contudo, nas aplicações em tensões elevadas, os conversores monofásicos são geralmente substituídos por VSC trifásicos. Além disso, vários sistemas são combinados

a fim de obter maiores níveis de tensão, corrente e potência. É neste contexto que os conversores multiníveis podem ser vantajosos como circuito de interface entre as baterias e a rede elétrica.

Adicionalmente, os conversores multiníveis apresentam outras vantagens, como por exemplo, a redução da tensão de modo comum, menor esforços (“*stress*”) nos interruptores semicondutores e uma menor relação dv/dt , contribuindo para um menor conteúdo harmônico nas tensões e correntes de saída. Comparados aos conversores de dois níveis para a mesma potência, os conversores multiníveis demonstram maior eficiência na redução das componentes harmônicas nas tensões entre fases fornecidas à carga (COLAK; KABALCI; BAYINDIR, 2011).

3.2 CONVERSOR MULTINÍVEL COM A TENSÃO GRAMPEADA A DIODOS

A Figura 7 mostra a topologia trifásica de um conversor multinível com a tensão grampeada a diodos (do inglês, *Diode Clamped Multilevel Converter*) (DCMC) de cinco níveis. O DCMC é uma expansão da topologia do conversor com o neutro grampeado a diodos (do inglês, *Neutral Point Clamped Converter*) (NPC), proposta na década de 1980 para superar as limitações de tensão e potência dos conversores trifásicos de dois níveis existentes na época.

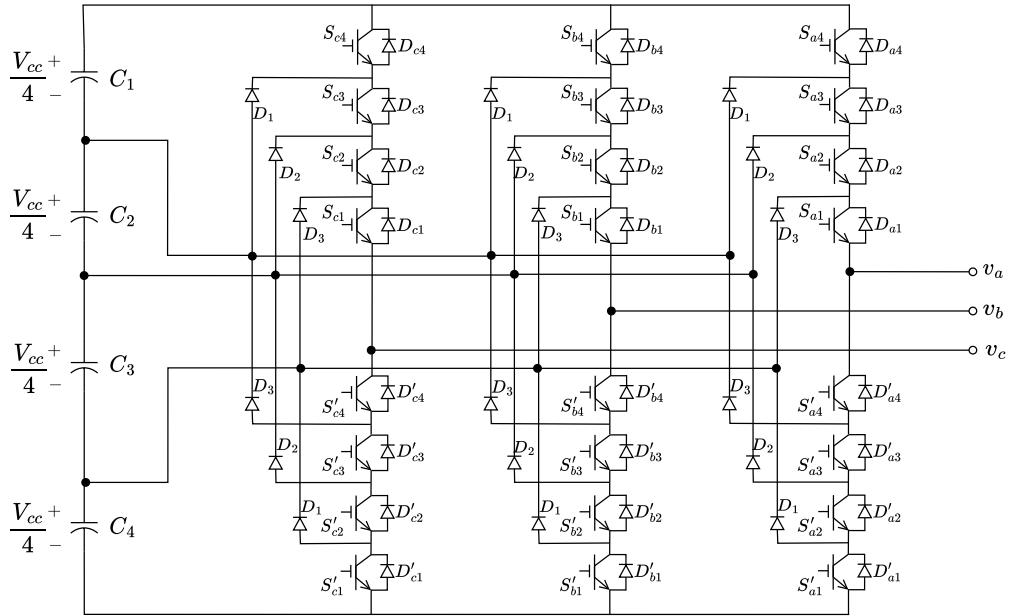
A tensão do barramento CC do DCMC é subdividida por um conjunto de capacitores conectados em série, criando cinco níveis intermediários. Adicionalmente, os terminais de saída de cada fase da Figura 7 são conectados a esses diferentes níveis da tensão CC por meio de diodos de grampeamento (D_1 , D_2 e D_3), que direcionam o caminho da corrente CA de saída e limitam as tensões nos terminais dos interruptores semicondutores. Essa estrutura permite sintetizar tensões terminais com cinco níveis distintos, reduzindo a distorção harmônica das tensões trifásicas sintetizadas CA de saída.

Embora os DCMC tenham ganhado popularidade a partir da década de 1990, o número de diodos de grampeamento exigidos em sua estrutura aumenta de forma quadrática com o número de níveis sintetizados. Além disso, esses diodos auxiliares requerem especificações distintas para suportar diferentes níveis de tensão reversa. Essa característica limita o número máximo de níveis desse conversor a sete ou nove (RODRIGUEZ *et al.*, 2007).

3.3 CONVERSOR MULTINÍVEL COM A TENSÃO GRAMPEADA A CAPACITOR

A Figura 8 mostra a topologia trifásica de um conversor de cinco níveis com a tensão grampeada à capacitor, também chamado de conversor multinível com capacitores flutuantes (do inglês, *Flying Capacitors Multilevel Converter*) (FCMC), utiliza capacitores para realizar o grampeamento da tensão chaveada de saída. A tensão do barramento CC

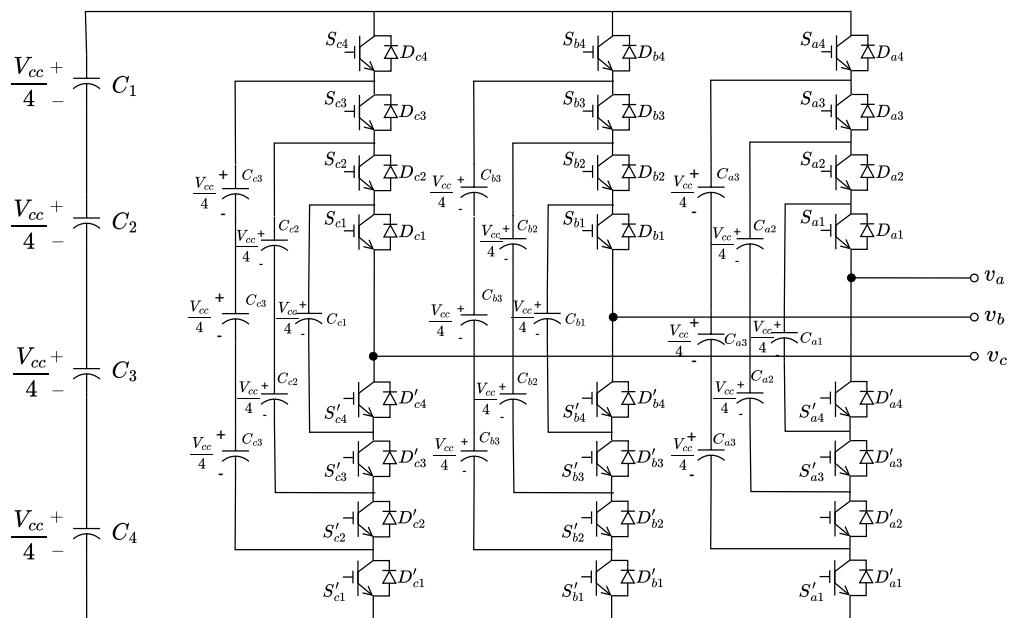
Figura 7 – Topologia trifásica do conversor de cinco níveis com a tensão grampeada a diodos.



Fonte: Elaborado pela autora (2025).

é dividida por um conjunto de capacitores conectados em série. Além disso, arranjos de capacitores flutuantes (C_{k1}, C_{k2} e C_{k3} , sendo $k \in \{a, b, c\}$) são conectados em paralelo com os interruptores de cada perna do conversor. Essa estrutura permite sintetizar tensões terminais com cinco níveis distintos, reduzindo a distorção harmônica das tensões trifásicas sintetizadas CA de saída.

Figura 8 – Topologia trifásica do conversor de cinco níveis com tensão grampeada a capacitores.



Fonte: Elaborado pela autora (2025).

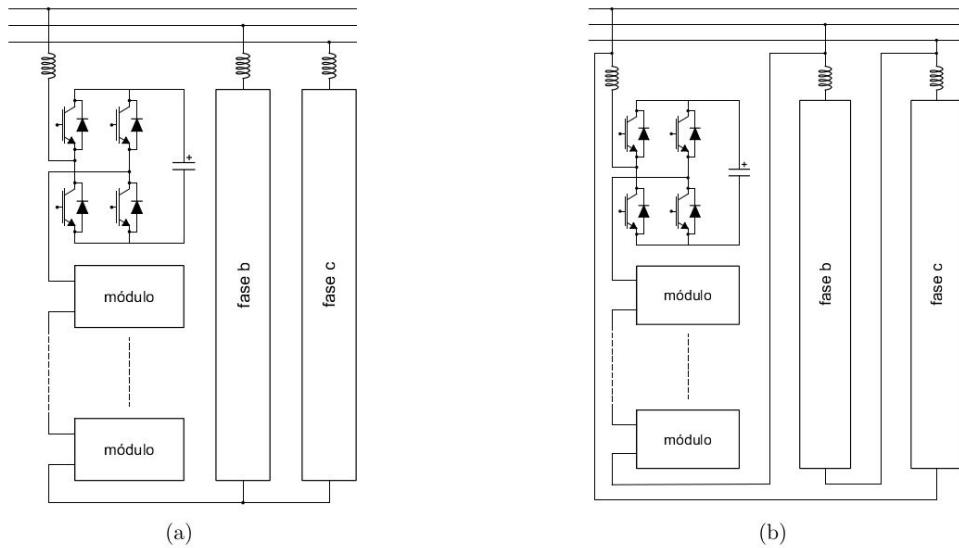
Uma das desvantagens do FCMC é a grande quantidade de capacitores de grampeamento exigida por essa topologia, o que a torna mais cara e volumosa do que o DCMC. Além disso, o elevado número de redundâncias dificulta o controle de conversores com muitos níveis. Devido a essas limitações, os FCMC são geralmente utilizados apenas em aplicações de média tensão.

3.4 CONVERSOR MULTINÍVEL EM CASCATA DE PONTE H

O CHBMC é um circuito modular no qual cada braço ou fase é formado pela associação em série de conversores menores, na configuração monofásica em ponte completa, também conhecidos como ponte H. A Figura 9 mostra que o CHBMC trifásico pode ser conectado em estrela ou triângulo, a depender da aplicação (MENDONÇA *et al.*, 2023).

Proposto na década de 70, o CHBMC teve sua aplicação inicial voltada para o acionamento de motores elétricos de grande potência e na compensação de potência reativa (RODRIGUEZ *et al.*, 2007; OMER; KUMAR; SURJAN, 2014). Por ter uma topologia modular, o CHBMC consegue operar em redes elétricas de média e alta tensão com baixa distorção harmônica no ponto de conexão (WU; NARIMANI, 2006).

Figura 9 – Esquemas de conexão do CHBMC trifásico.



Legenda: (a) conexão Y, (b) conexão Δ .

Fonte: Elaborado pela autora (2025).

Devido à ausência de um barramento CC compartilhado, os CHBMC apresentam elevada tolerância a falhas, de modo que a ocorrência de defeito em uma célula ou módulo individual não compromete a operação global do conversor (MENDONÇA *et al.*, 2020). Contudo, nas aplicações que envolvem a injeção de potência ativa, os módulos precisam ser alimentados por fontes CC isoladas. Neste caso, essas fontes CC são sintetizadas por

retificadores ou conversores CC-CC isolados. A complexidade relacionada ao projeto, controle e estabilidade das fontes CC são fatores que limitam a expansão do número de módulos desta configuração (SHARIFABADI *et al.*, 2016).

Apesar das limitações anteriores, o CHBMC é uma das configurações muito utilizadas nas aplicações em média e alta tensão, principalmente quando comparado aos DCMC ou com os FCMC. Na Tabela 3 é apresentada uma comparação da quantidade de componentes por perna das três topologias de conversores multiníveis não isolados anteriores, em função do número de níveis m da tensão de saída.

Tabela 3 – Número de componentes por perna das topologias de conversores multiníveis não isolados.

Topologia	Interruptores	Diodos	Capacitores	Fontes CC
DCMC	$2(m - 1)$	$(m - 1)(m - 2)$	$\frac{(m - 1)}{2}$	1
FCMC	$2(m - 1)$	0	$\frac{m(m - 1)}{2}$	1
CHBMC	$2(m - 1)$	0	$\frac{(m - 1)}{2}$	$\frac{(m - 1)}{2}$

Fonte: Adaptado de Rashid (2014).

No final da década de 90, uma série de modificações foram introduzidas para otimizar o funcionamento do CHBMC. A utilização de fontes CC com tensões terminais diferentes em cada módulo do CHBMC é sem dúvida uma das mais citadas na literatura. Adotando tal procedimento, obtém-se uma maior quantidade de níveis na tensão de fase usando o mesmo número semicondutores de um CHBMC convencional (DAMIANO *et al.*, 1997; SONG-MANGUELLE *et al.*, 2001; RECH *et al.*, 2002).

Contudo, a utilização de fontes de tensão com diferentes amplitudes, faz com que os interruptores dos diferentes módulos fiquem submetidos a esforços de tensão desiguais. Neste caso, pode-se mesclar módulos com interruptores semicondutores de diferentes tecnologias, como tiristor comutado pelo gatilho (do inglês, *Gate Turn-off Thyristor*) (GTO) e tiristor comutado por porta integrada (do inglês, *Integrate Gate-Commuted Thyristor*) (IGCT), capazes de bloquear tensões mais elevadas, com interruptores rápidos, como transistor bipolar com gatilho isolado (do inglês, *Insulated-Gate Bipolar Transistor*) (IGBT) e Transistor de efeito de campo de óxido metálico semicondutor (do inglês, *Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor*) (MOSFET), que não suportam níveis elevados de tensão.

Manjrekar, Steimer e Lipo (2000) propuseram um conversor multinível híbrido cujos módulos utilizam diferentes estratégias de modulação. Os módulos de maior potência, baseados em GTO ou IGCT, operam na frequência fundamental da rede, enquanto os módulos de menor potência, que utilizam IGBT ou MOSFET, são comutados em alta frequência.

Em comparação com a topologia CHBMC convencional, os conversores híbridos apresentam a desvantagem da perda de modularidade, o que encarece a manutenção. Além disso, a maior parte da energia processada fica concentrada em apenas alguns módulos.

No cenário atual do setor elétrico em que a geração distribuída tem participação cada vez maior, a topologia CHBMC convencional é interessante para a conexão de fontes de energia renovável as redes CA, devido à necessidade de fontes CC separadas, o que ocorre em aplicações como a geração fotovoltaica. Ou, ainda, quando a intenção é o armazenamento de energia através de bancos de baterias como ocorrem em sistemas BESS (WANG *et al.*, 2016).

Este trabalho foi desenvolvido tendo como base o CHBMC convencional, ou seja, aquele em que todos os módulos do conversor são constituídos de interruptores semicondutores de mesma tecnologia, submetidos a mesma tensão elétrica de bloqueio e operando com a mesma frequência de comutação.

3.4.1 Princípio de funcionamento do CHBMC

A Figura 10 (a) mostra um braço de um CHBMC de cinco níveis (AHMED, 2000). Nessa configuração, cada módulo pode gerar três níveis de tensão em seus terminais: $+V_{cc}$, 0 e $-V_{cc}$. A tensão total é obtida pela soma das tensões de saída de cada módulo, conforme mostrado a seguir:

$$v_{x0} = \sum_{k=1}^n v_{xk} = \sum_{k=1}^n V_{cc}(S_{k1} - S_{k2}), \quad (3.1)$$

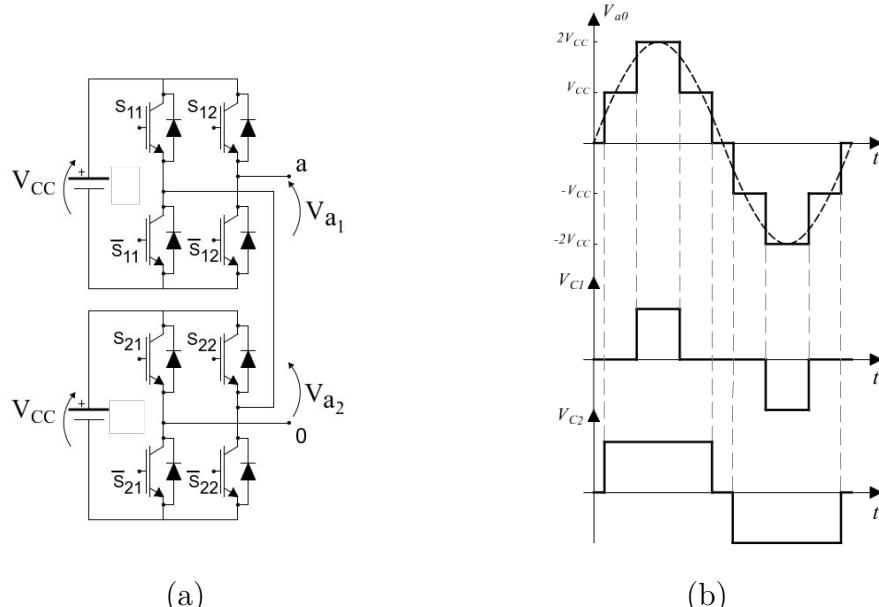
onde $x \in \{a,b,c\}$ representa as fases do conversor; $k = 1,2,3,\dots,n$ indica o módulo do CHBMC, sendo n o número total de módulos em série e, S_{k1} e S_{k2} os estados de condução dos interruptores superiores do módulo k . Os interruptores estarão desligados quando $S_{k1} = 0$ e $S_{k2} = 0$. Já para $S_{k1} = 1$ e $S_{k2} = 1$, os interruptores estarão ligados.

A Figura 10 (b) ilustra a forma de onda da tensão sintetizada pelo CHBMC monofásico de cinco níveis. O número de níveis da tensão de saída pode ser calculado por $m = (2n + 1)$, em que n é o número de módulos em série (RASHID, 2014).

A Tabela 4 resume todas as combinações dos estados de condução dos interruptores do conversor da Figura 10 (a) e os valores das tensões de saída de cada módulo e da tensão total do CHBMC. Observe que existem estados redundantes que resultam em níveis de tensão repetidos. Esses estados redundantes representam graus de liberdade adicionais que poderão ser usados para fins de controle do conversor (RODRIGUEZ *et al.*, 2007).

A seguir, serão apresentadas as principais estratégias utilizadas para gerenciar os ininterruptores estáticos do CHBMC. As análises e formas de ondas que serão mostradas foram obtidas considerando módulos monofásicos em ponte completa.

Figura 10 – CHBMC monofásico de cinco níveis.



Legenda: (a) topologia do CHBMC com dois módulos, (b) formas de ondas das tensões de saída.

Fonte: Elaborado pela autora (2025).

Tabela 4 – Estados dos interruptores e valor da tensão de saída do CHBMC de 5 níveis.

Tensão de saída	Estado dos interruptores				Tensão dos módulos	
	S ₁₁	S ₁₂	S ₂₁	S ₂₂	v _{a1}	v _{a2}
2V _{cc}	1	0	1	0	V _{cc}	V _{cc}
	1	0	1	1	V _{cc}	0
	1	0	0	0	V _{cc}	0
	1	1	1	0	0	V _{cc}
V _{cc}	0	0	1	0	0	V _{cc}
	0	0	0	1	0	0
	1	1	0	0	0	0
	1	1	1	1	0	0
	1	0	0	1	V _{cc}	-V _{cc}
	0	1	1	0	-V _{cc}	V _{cc}
0	0	0	0	0	0	0
	0	0	1	1	0	0
	1	1	0	0	0	0
	1	1	1	1	0	0
	1	0	0	1	V _{cc}	-V _{cc}
-V _{cc}	0	1	1	0	-V _{cc}	0
	0	1	0	1	-V _{cc}	0
	0	0	0	1	0	-V _{cc}
	1	1	0	1	0	-V _{cc}
-2V _{cc}	0	1	0	1	-V _{cc}	-V _{cc}

Fonte: Adaptado de Rodriguez *et al.* (2007).

3.5 ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO MULTIPORTADORAS

As estratégias de modulação têm como objetivo gerar o padrão de disparo dos interruptores dos diferentes módulos, de forma a sintetizar tensões CA com baixo conteúdo harmônico e com magnitude e fase controladas. Essas técnicas podem ser agrupadas em: estratégias de baixa frequência (até 500 Hz), como modulação de nível mais próximo (do inglês, *Nearest Level Modulation*) (NLM) e a modulação PWM com eliminação seletiva de harmônicos (do inglês, *Selective Harmonic Elimination PWM*) (SHE-PWM), adequadas para sistemas transmissão em corrente contínua alta tensão (do inglês, *High-Voltage Direct Current Transmission*) (HVDC), e estratégias de modulação em alta frequência, como a modulação vetorial (do inglês, *Space Vector Modulation*) (SVM) e a PWM multiportadoras, indicadas para acionamentos de máquinas e aplicações conectadas à rede (GHETTI, 2019).

Na modulação PWM multiportadoras, o mesmo sinal modulante é comparado com várias portadoras triangulares, resultando nos sinais de disparo para os interruptores dos diferentes módulos ligados em série. Essas técnicas podem ser separadas nas modulação PWM com as portadoras defasadas (do inglês, *Phase-Shifted PWM*) (PS-PWM) e modulação PWM com as portadoras deslocadas em nível (do inglês, *Level-Shifted PWM*) (LS-PWM).

É importante destacar que, em ambas as estratégias mencionadas anteriormente, o número de portadoras é igual à quantidade de módulos (n) por fase do conversor. No entanto, quando se utiliza a comutação unipolar, são empregadas dois sinais de referência, defasados de π rad entre si, para controlar os dois braços do conversor monofásico em ponte completa.

A seguir será apresentado um resumo sucinto das principais técnicas de modulação PWM multiportadoras, ressaltando as características básicas de cada uma, quando aplicadas ao CHBMC.

3.5.1 Modulação PWM com portadoras defasadas (PS-PWM)

Na modulação PS-PWM, todas as portadoras possuem a mesma amplitude e frequência (ANGULO *et al.*, 2007; RODRIGUEZ *et al.*, 2007; MCGRATH; HOLMES, 2002), porém estão defasadas entre si por um ângulo ϕ , calculado da seguinte forma:

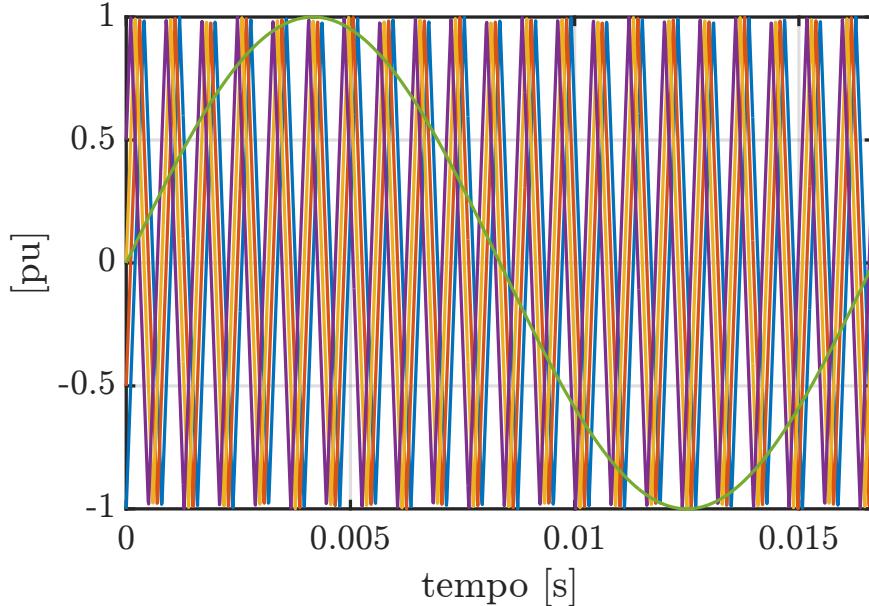
$$\phi = \frac{\pi}{n} \quad (3.2)$$

onde n é o número de módulos por fase do CHBMC.

A Figura 11 mostra as formas de onda de quatro portadoras triangulares defasadas, juntamente com o sinal de referência senoidal de um CHBMC de nove níveis. Para gerar um padrão de comutação unipolar para cada módulo em ponte completa, além das quatro portadoras mostradas na Figura 11, é necessário utilizar dois sinais modulantes, defasadas

de π rad entre si. Nesta figura, a amplitude do sinal modulante é $\hat{V}_m = 1,0$ pu e sua frequência é $f_m = 60\text{Hz}$, enquanto que as portadoras triangulares tem amplitude de $\hat{V}_{cr} = 1,0$ pu e uma frequência de $f_{cr} = 1260\text{Hz}$.

Figura 11 – Formas de onda das quatro portadoras triangulares e do sinal modulante de uma fase do CHBMC de nove níveis.



Fonte: Elaborado pela autora (2025).

A Figura 12 (a)-(d) ilustra as formas de ondas das tensões unipolares de saída dos quatro módulos em ponte completa do CHBMC para um índice de modulação de amplitude de a $m_a = (\hat{V}_m/\hat{V}_{cr}) = 1,0$ e um índice de modulação de frequência de $m_f = (f_{cr}/f_m) = 21$. A tensão CC de cada módulo é 150 V.

Sendo a tensão total de fase do CHBMC de nove níveis calculada por:

$$v_{a0} = v_{H1} + v_{H2} + v_{H3} + v_{H4} \quad (3.3)$$

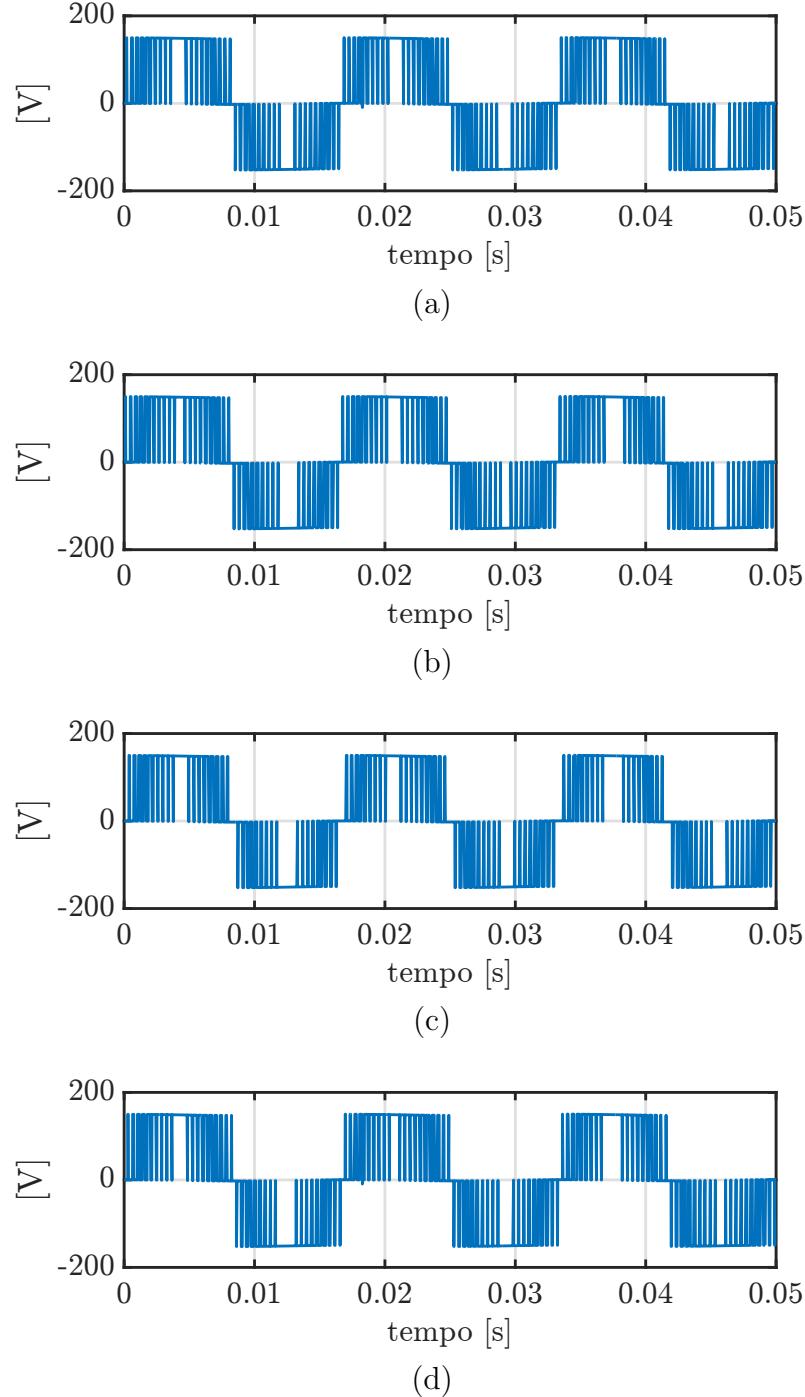
onde v_{H1} , v_{H2} , v_{H3} e v_{H4} são, respectivamente, as tensões CA de saída dos quatro módulos da fase a .

A Figura 13 (a) mostra a forma de onda da tensão de fase resultante do CHBMC de nove níveis. Observe que a tensão tensão CA de saída tem um valor de pico aproximado de 600 V. Na Figura 13 (b) é mostrado o espectro harmônico da tensão de fase do CHBMC de nove níveis, supondo a frequência das portadoras fixadas em 10 kHz.

3.5.2 Modulação PWM com portadoras dispostas em níveis (LS-PWM)

A modulação multiportadoras LS-PWM pode ser dividida nas seguintes variantes: (i) modulação PWM com as portadoras dispostas em níveis (do inglês, *Phase Disposition PWM*) (PD-PWM), (ii)modulação PWM com as portadoras dispostas em níveis

Figura 12 – Formas de onda das tensões unipolares dos módulos em ponte completa da estratégia PS-PWM.



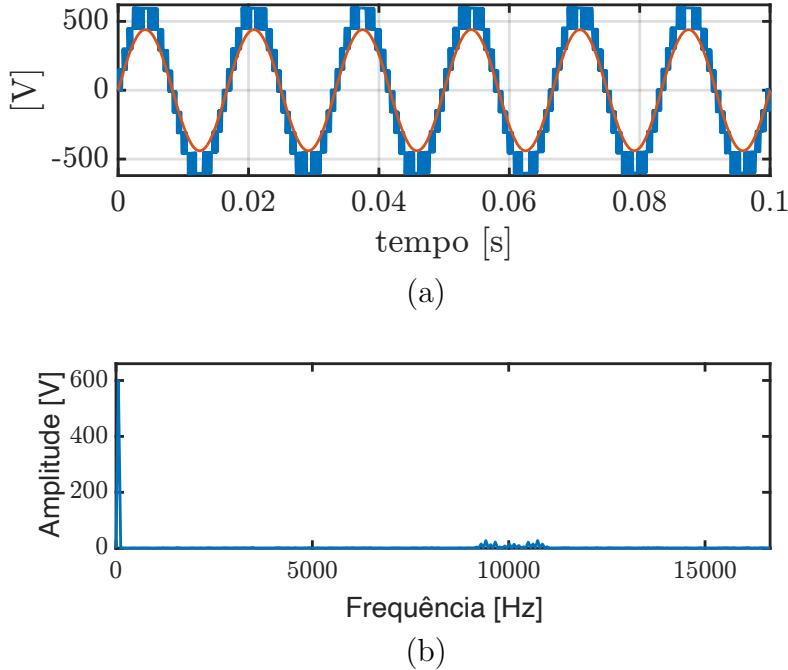
Legenda: (a) v_{H1} , (b) v_{H2} , (c) v_{H3} e (d) v_{H4}

Fonte: Elaborado pela autora (2025).

em oposição de fase (do inglês, *Phase Opposition Disposition PWM*) (POD-PWM) e (iii)modulação PWM com as portadoras dispostas em níveis em oposição de fase alternada (do inglês, *Alternate Phase Opposition Disposition PWM*) (AOPD-PWM).

A modulação PD-PWM é caracterizada por portadoras triangulares deslocadas

Figura 13 – Forma de onda da tensão de saída da fase “a” do CHBMC de nove níveis para a estratégia PS-PWM.



Legenda: (a) v_{ao} e (b) espectro harmônico.

Fonte: Elaborado pela autora (2025).

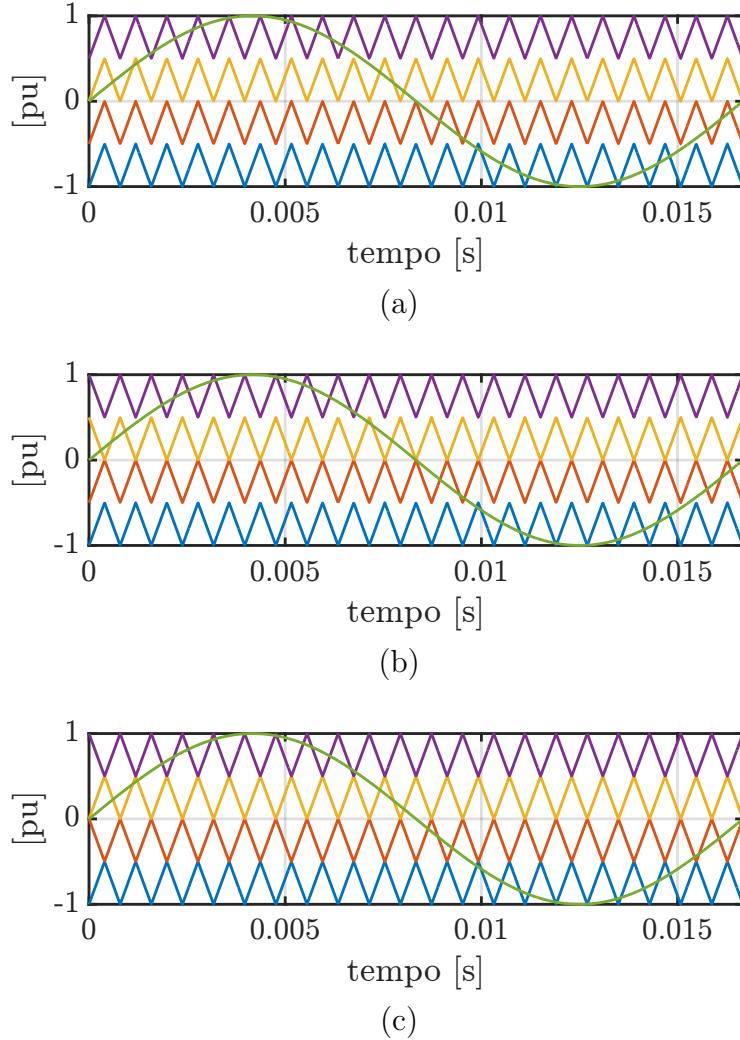
em nível entre si, porém com a mesma fase. A Figura 14(a) ilustra as formas de onda das quatro portadoras triangulares da estratégia PD-PWM, utilizadas para controlar um CHBMC com quatro módulos por fase.

A modulação POD-PWM, por sua vez, apresenta as portadoras negativas defasadas em π rad em relação às positivas. A Figura 14(b) mostra as formas de onda correspondentes às quatro portadoras triangulares da estratégia POD-PWM em um CHBMC com quatro módulos por fase.

Por fim, na modulação APOD-PWM, as formas de onda das portadoras triangulares possuem fases alternadas de $\pm\pi$ rad entre os diferentes níveis. A Figura 14(c) apresenta as formas de onda das quatro portadoras triangulares da estratégia APOD-PWM, também aplicadas ao controle de um CHBMC com quatro módulos por fase.

A Figura 15 (a)-(d) mostra as formas de onda das tensões de saída dos quatro módulos do CHBMC para a estratégia PD-PWM. A amplitude do sinal modulante é $\hat{V}_m = 1,0$ pu e sua frequência é $f_m = 60$ Hz, enquanto que as quatro portadoras triangulares tem amplitude de $\hat{V}_{cr} = 0,5$ pu e frequência de $f_{cr} = 1260$ Hz. As quatro portadoras estão deslocadas de $+0,75$ pu, $+0,25$ pu, $-0,25$ pu e $-0,75$ pu, respectivamente. Neste exemplo, ao invés de utilizar duas portadoras triangulares defasadas de π rad entre si, foram usados dois sinais modulares complementares para gerar o padrão de chaveamento unipolar dos

Figura 14 – Diferentes arranjos das portadoras dispostas em níveis usados nas variantes da estratégia de modulação LS-PWM.



Legenda: (a) PD-PWM, (b) POD-PWM e (c) APOD-PWM.

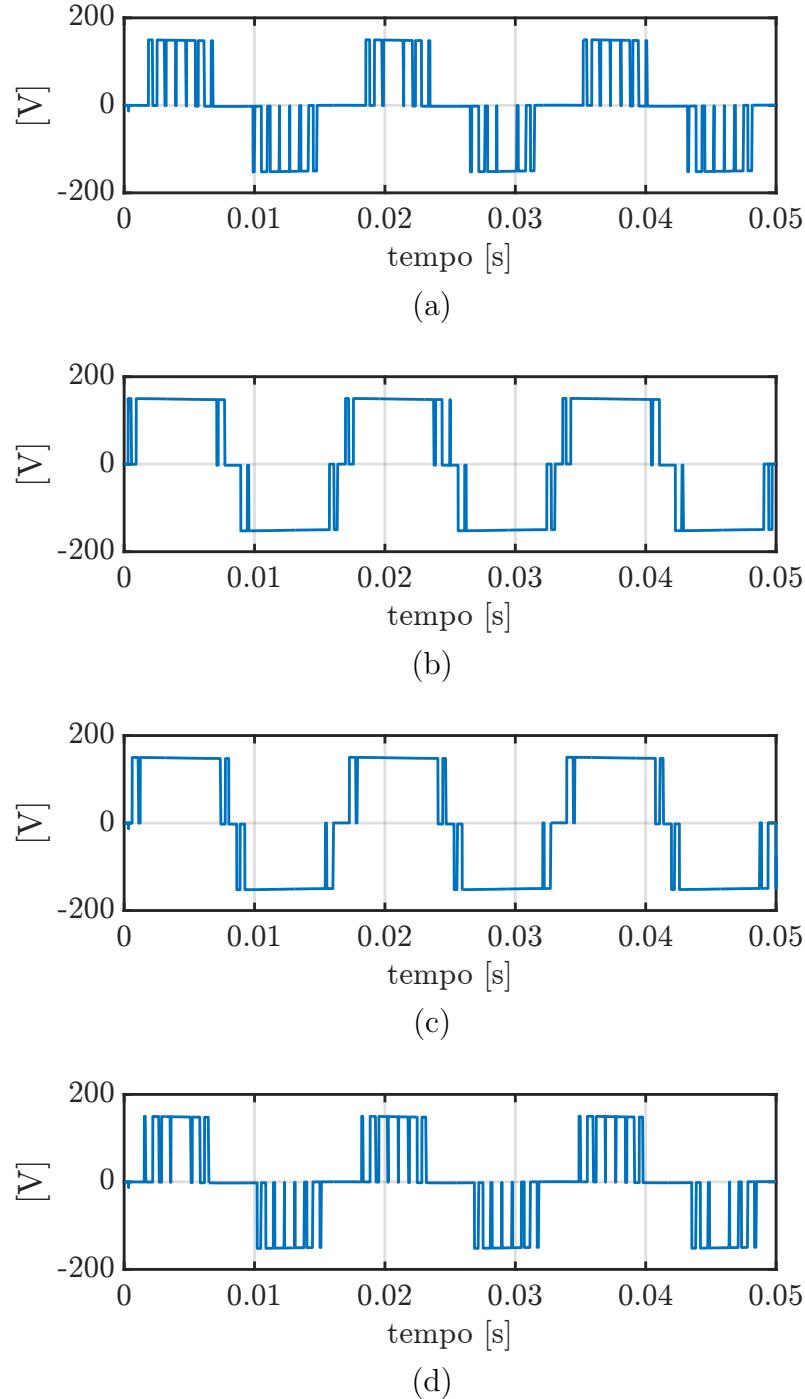
Fonte: Elaborado pela autora (2025).

módulos em ponte completa do CHBMC.

A Figura 16 (a) mostra a forma de onda da tensão de fase resultante do CHBMC com quatro módulos. Apesar das tensões de saída dos módulos v_{H1} , v_{H2} , v_{H3} e v_{H4} apresentarem formas de onda diferentes, indicando que os interruptores semicondutores operam com frequências de comutação e tempos de condução distintos, a soma dessas tensões resulta em uma forma de onda de tensão com nove níveis distintos, evidenciando a eficácia da estratégia PD-PWM, mesmo com disparidades no comportamento individual dos módulos.

Segundo Wu e Narimani (2006), uma das desvantagens da técnica de modulação com portadoras deslocadas em níveis é a distribuição desigual de potência entre células devido às larguras dos pulsos serem diferentes entre cada módulo do CHBMC. Dessa

Figura 15 – Tensões de saída dos quatro módulos da fase “a” do CHBMC geradas pela estratégia PD-PWM.



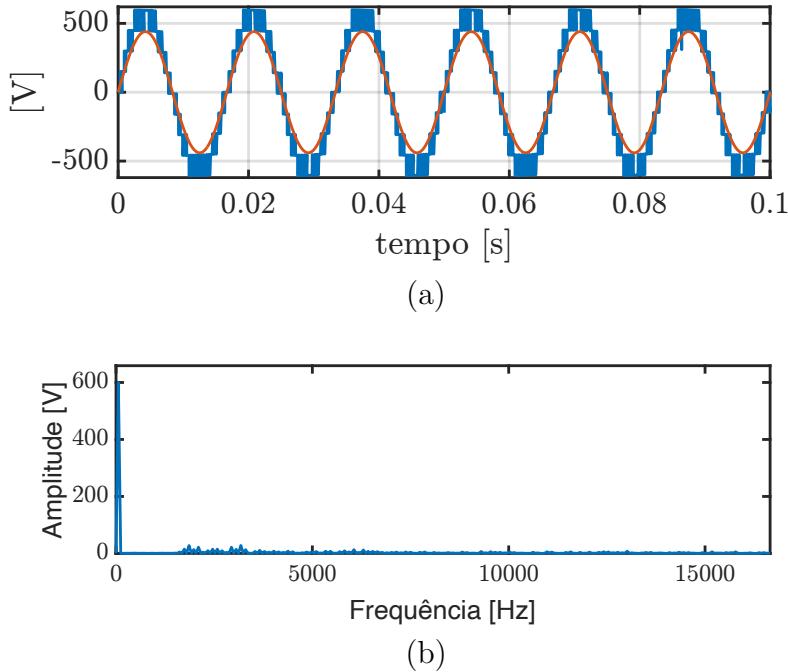
Legenda: (a) v_{H1} , (b) v_{H2} , (c) v_{H3} e (d) v_{H4}

Fonte: Elaborado pela autora (2025).

forma, ao se utilizar fontes independentes CC como baterias, por exemplo, observa-se que cada uma carregará e descarregará mais rápido em relação a outra.

Omer, Kumar e Surjan (2014) compararam diferentes técnicas de modulação PWM multiportadora, PS-PWM e PD-PWM e suas variantes, aplicadas a um conversor

Figura 16 – Forma de onda da tensão de saída da fase “a” do CHBMC de nove níveis gerada pela estratégia PD-PWM.



Legenda: (a) v_{a0} e (b) espectro harmônico.

Fonte: Elaborado pela autora (2025).

CHBMC de nove níveis, com o objetivo de identificar a estratégia de modulação mais eficiente. Os autores observaram que os valores de distorção harmônica total (do inglês, *Total Harmonic Distortion*) (THD) das tensões de fase e de linha foram muito semelhantes entre as diferentes técnicas, embora tenham sido ligeiramente superiores para a estratégia PS-PWM em relação às variantes da LS-PWM, como as portadoras dispostas em níveis em oposição de fase e as portadoras dispostas em níveis em oposição de fase alternada. Neste estudo, a técnica PS-PWM apresentou menores perdas devido a distribuição uniforme de energia entre os módulos, enquanto as variantes da técnica LS-PWM apresentaram uma distribuição de potência irregular, resultando em perdas diferenciadas entre os interruptores.

Segundo Wu e Narimani (2006) na modulação PS-PWM, todos os dispositivos operam com a mesma frequência de comutação e período de condução, simplificando o controle. Já nas modulações com portadoras deslocada por nível, a frequência de comutação e o tempo de condução variam entre os dispositivos, o que exige a rotação dos padrões de comutação para equilibrar as perdas de condução e comutação.

De acordo com Sharifabadi *et al.* (2016), as variantes da estratégia LS-PWM apresentam dois benefícios relacionados às propriedades harmônicas da tensão de saída e à frequência de comutação dos semicondutores dos conversores multiníveis. O primeiro é

o um maior número de níveis na forma de onda da tensão de saída, reduzindo a amplitude das componentes harmônicas. O segundo é, como nem todos os semicondutores participam de todas as transições da tensão de saída, a frequência das portadoras triangulares pode ser aumentada sem elevar significativamente a frequência de comutação individual dos interruptores. Como consequência, as primeiras componentes harmônicas irão aparecer em frequências mais altas, facilitando sua filtragem.

Como forma de solucionar essa distribuição desigual de energia entre os módulos do CHBMC alguns autores propõem alternativas com a finalidade de equalizar a potência nos terminais de saída do inversor. Em Hart (2012) por exemplo, os autores propõe uma técnica chamada padrão de troca (*Pattern Swapping*) ou taxa de permutação que tem a função de equalizar a potência média fornecida por cada uma das fontes CC. Nesta técnica, o princípio de padrão de permutação é ter cada fonte CC conduzindo por um mesmo tempo médio, logo, o esquema de chaveamento para equalizar a potência média depende do número de fontes CC em que determinará quantos semiciclos serão necessários para equalizar a potência.

Destaca-se que a escolha da técnica de modulação PD-PWM neste trabalho teve o objetivo de manter os menores índices de THD das tensões de linha com relação às outras técnicas. Adicionalmente, de acordo com Ghetti (2019), a estratégia PD-PWM apresenta um menor esforço computacional em sua implementação mesmo que seja aplicado em um conversor multinível com elevado número de módulos.

Ainda que possa parecer contraproducente trabalhar com uma técnica de modulação que irá proporcionar um desequilíbrio energético entre os módulos do CHBMC para aplicações BESS, no próximo capítulo será proposto um algoritmo para equalizar as tensões CC dos módulos e consequentemente o SoC dos bancos de baterias do BESS-CHBMC.

3.6 RESUMO DO CAPÍTULO

Neste capítulo, foi apresentado o conversor multinível em cascata, sua configuração, aplicações e princípio de funcionamento. Em seguida, foram detalhadas duas principais estratégias de chaveamento para conversores multiníveis: a modulação PWM com portadoras defasadas (PS-PWM) e a modulação PWM com portadoras dispostas em níveis (LS-PWM).

O próximo capítulo será dedicado à contribuição da pesquisa realizada, que propõe uma estratégia para o balanceamento do estado de carga (SoC) das baterias em um sistema de armazenamento de energia baseado em conversor multinível em cascata.

4 BALANCEAMENTO DAS BATERIAS EM UM CHBMC PARA APLICAÇÃO BESS

Este capítulo detalha a metodologia proposta para balancear os estados de carga das baterias pertencentes aos módulos do conversor multinível em cascata de ponte H (CHBMC). Ao final, são apresentados resultados de simulações computacionais, obtidos com o software PSCAD/EMTDC, evidenciando a eficácia da técnica proposta.

4.1 MODULAÇÃO PD-PWM MODIFICADA

Conforme discutido no Capítulo 3, a técnica de modulação PD-PWM tem como característica a participação desigual dos módulos para a síntese da tensão total de fase do conversor CHBMC. Consequentemente, ocorre uma distribuição não uniforme de energia entre os módulos, o que eleva o conteúdo harmônico das tensões CA e provoca desbalanceamento dos SoC das baterias, entre outros efeitos indesejáveis (DU *et al.*, 2017).

Lee *et al.* (2003) e Konstantinou e Agelidis (2009) implementaram técnicas de rotação das portadoras triangulares para compensar os esforços sobre os interruptores semicondutores do CHBMC. A rotação das portadoras consiste no deslocamento vertical das ondas triangulares para que estas possam ocupar diferentes posições ao longo de um ciclo de rotação. O objetivo é uniformizar os tempos de acionamento dos interruptores em todos os módulos do conversor. Nestes trabalhos, a rotação das portadoras é executada de maneira periódica e segue um padrão definido. Apesar da melhora significativa nos resultados, a energia processada pelos módulos não foi adequadamente equalizada.

Para garantir a distribuição uniforme de energia entre os módulos do CHBMC faz-se o monitoramento do SoC das baterias. Com informações atualizadas em tempo real sobre o SoC podem ser implementadas duas metodologias distintas de controle. Na primeira delas, são projetados controladores individuais para corrigir o desbalanceamento do SoC em cada módulo. Uma desvantagem dessa metodologia é o aumento da complexidade à medida que cresce o número de módulos do CHBMC (MAHARJAN; INOUE; AKAGI, 2008).

Como alternativa, este trabalho propõe a implementação de um algoritmo que identifica e organiza os módulos do conversor com base em seus respectivos SoC. Dadas as características de comutação dos módulos pelo uso da modulação PD-PWM, aliada à estratégia de rotação das portadoras triangulares, os módulos com menor SoC são priorizados durante o carregamento, enquanto os módulos com maior carga são priorizados durante a descarga. Esta estratégia de controle promove o balanceamento dinâmico do SoC como será demonstrado posteriormente. A metodologia será apresentada em detalhes na seção a seguir.

4.2 BALANCEAMENTO DOS ESTADOS DE CARGA DAS BATERIAS EMPREGANDO ALGORITMOS DE ORDENAÇÃO

O processo de balanceamento dos estados de cargas das baterias requer informações precisas sobre: (1) a identificação dos módulos, (2) o SoC de cada bateria e (3) o sentido da corrente nos terminais CA do conversor. De posse dessas informações, o algoritmo organiza os dados em dois vetores. No primeiro deles são registrados os SoC das baterias, de tal modo que, as primeiras posições são reservadas para as menores leituras de SoC e a maior leitura fica armazenada na última posição do vetor. Um segundo vetor, correlacionado ao primeiro, é usado para identificar a qual bateria pertencem aquelas leituras de SoC registradas no primeiro vetor.

Na etapa seguinte é processada a rotação das portadoras triangulares no eixo y, isto é, apenas trocando suas posições entre si, em função do sentido da corrente nos terminais CA do conversor. Para a situação em que o BESS-CHBMC injeta energia na rede elétrica, ou seja, $i > 0$ ocorrerá a descarga das baterias. O algoritmo prioriza os módulos com os maiores SoC e os associa às portadoras mais centrais. Os módulos com os menores SoC são associados às portadoras das extremidades. A lógica se inverte quando o objetivo é promover a recarga das baterias. A Figura 17 mostra o fluxograma do algoritmo proposto em que i_q é a corrente de referência.

Dessa forma, observa-se que o processo de ordenação dos módulos com base nos SoC é fundamental para garantir o balanceamento adequado das baterias e, consequentemente evita-se desequilíbrios entre os módulos do conversor. Por esse motivo, o algoritmo de ordenação precisa ser suficientemente rápido para garantir uma resposta eficaz do sistema.

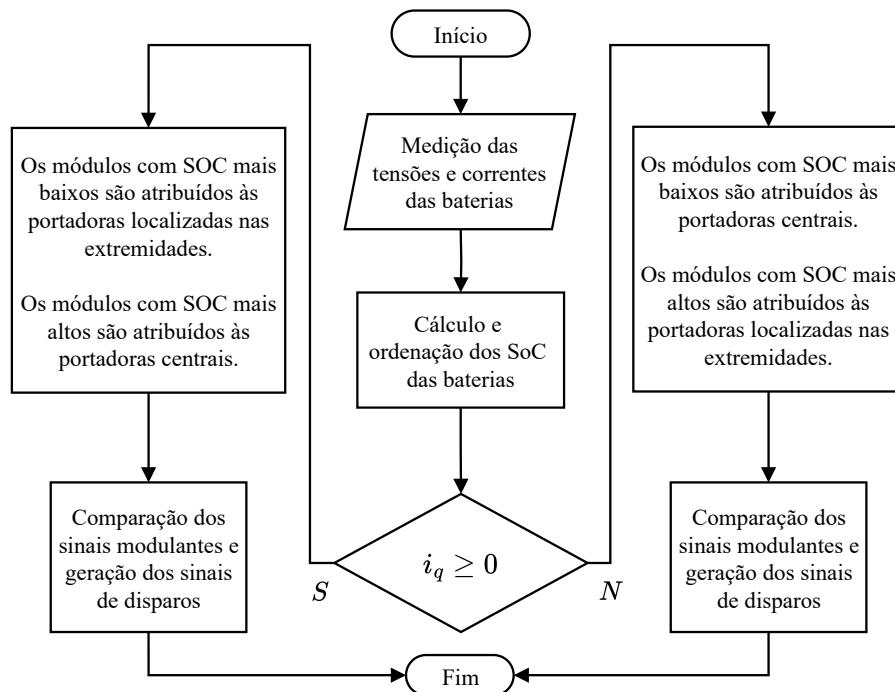
4.2.1 Método da bolha

Diferentes métodos de ordenação podem ser usados no controle do SoC das baterias. O desempenho destes métodos varia em função da quantidade de dados e a forma como os dados estão desorganizados. Ghetti *et al.* (2017) apresentaram um estudo comparando o desempenho de vários métodos de ordenação aplicados na equalização das tensões dos capacitores dos módulos de um conversor multinível modular (do inglês, Modular Multilevel Converter) (MMC). Das técnicas avaliadas pelos autores, o método da bolha é o que apresenta a implementação mais simples.

Para ordenar um vetor com n posições, o método da bolha percorre o vetor $(n - 1)$ vezes. A cada iteração os elementos adjacentes são comparados e trocados, se necessário. A Figura 18 ilustra um exemplo da ordenação de um vetor de quatro posições utilizando o método da bolha.

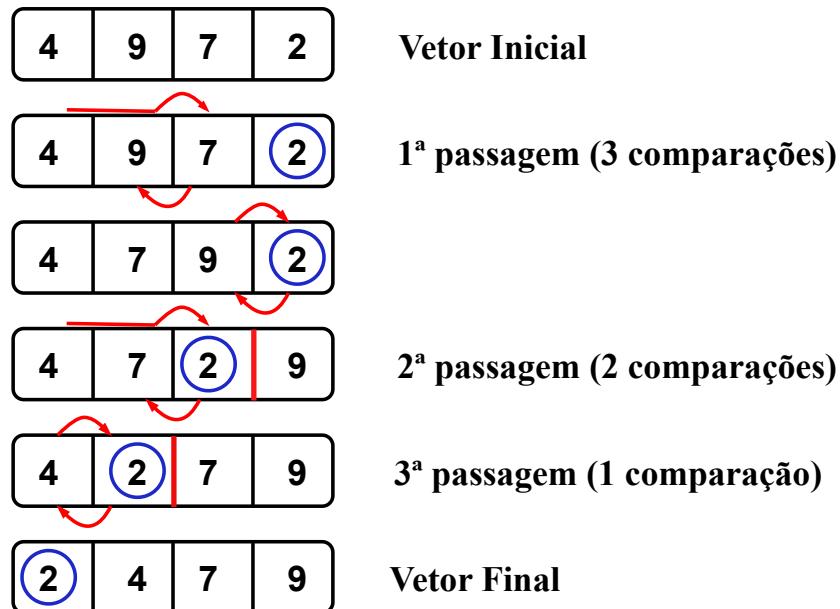
De acordo com o exemplo ilustrado na Figura 18, após percorrer o vetor pela

Figura 17 – Algoritmo de balanceamento dos SOCs das baterias nos módulos de forma esquemática.



Fonte: Elaborado pela autora (2025).

Figura 18 – Ordenação de um vetor de 4 posições através do método da bolha.



Fonte: Adaptado de (GHETTI, 2019) (2025).

primeira vez, o maior elemento da sequência é movido para a última posição. No geral, após percorrer o vetor x vezes, as últimas x posições do vetor estarão ordenadas e não

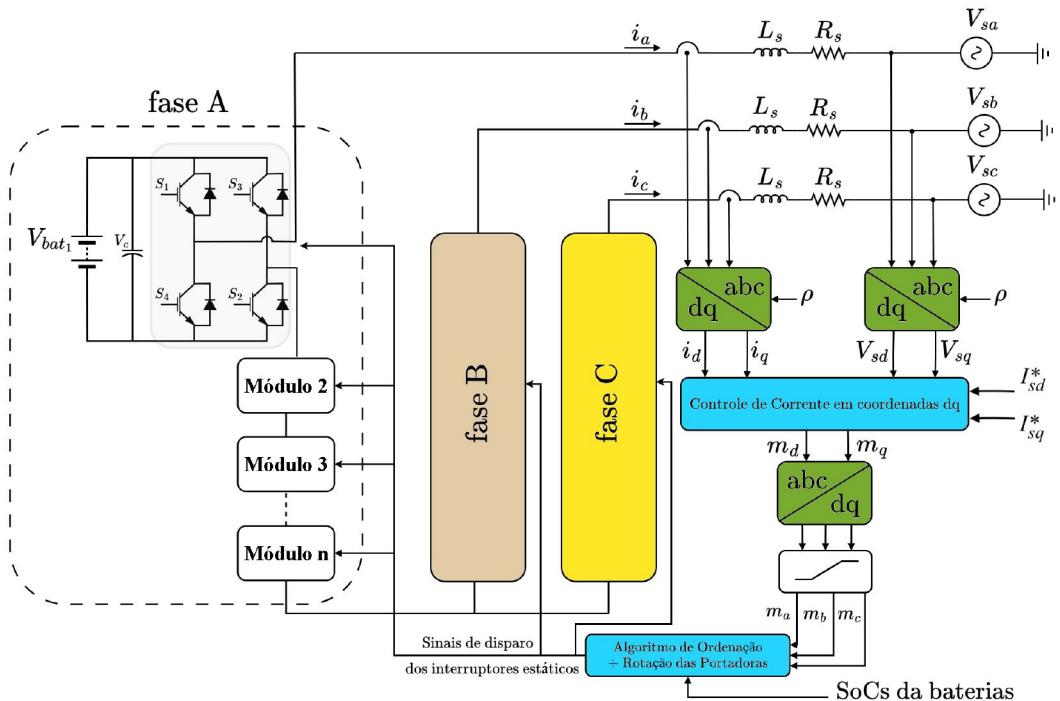
precisarão mais ser consideradas.

Segundo Ghetti *et al.* (2017), o tempo de execução do algoritmo é variável e depende da forma como os dados estão desorganizados. O pior caso ocorre quando os dados, ou as tensões, estão dispostas no vetor em ordem inversa a que se deseja ordenar. Por outro lado, quando os dados já estão ordenados o tempo de execução será menor, sendo este considerado o melhor caso. Para o método da bolha, o tempo de execução no melhor caso é proporcional a n , enquanto no pior caso, o tempo é proporcional a n^2 .

4.3 CONTROLE DE CORRENTE

A Figura 19 ilustra o diagrama esquemático do sistema de armazenamento de energia em baterias baseado no CHBMC trifásico conectado em Y. Cada fase do conversor é formado pela associação série de n conversores monofásicos em ponte completa, conectados à rede CA por meio de um filtro RL . Diferentes estratégias de controle podem ser utilizadas para gerenciar o fluxo de potência do conversor durante os processos de carga e descarga das baterias. No exemplo mostrado na Figura 19, o controle das correntes sintetizadas pelo CHBMC foi projetado em coordenadas síncronas dq , considerando o sistema equilibrado.

Figura 19 – Diagrama de blocos de controle do sistema de armazenamento de energia.



Fonte: Elaborado pela autora (2025).

Assumindo que as tensões CA da rede estão equilibradas e que os harmônicos de chaveamento dos módulos do conversor são desprezíveis, pode-se escrever o seguinte

sistema de equações diferenciais no referencial síncrono dq para as correntes sintetizadas pelo BESS-CHBMC da Figura 19:

$$\begin{cases} L \left(\frac{di_d}{dt} \right) = -Ri_d + \omega_0 Li_q + m_d V_{cc} - V_{sd} \\ L \left(\frac{di_q}{dt} \right) = -Ri_q - \omega_0 Li_d + m_q V_{cc} - V_{sq} \end{cases} \quad (4.1)$$

onde, i_d e i_q são, respectivamente, as correntes de eixo direto e em quadratura sintetizadas pelo CHBMC, V_{sd} e V_{sq} são, respectivamente, as tensões de eixo direto e em quadratura da rede no ponto de acoplamento comum, ω_0 é a frequência angular fundamental da rede elétrica e R representa as perdas do indutor e a resistência de condução dos interruptores semicondutoras dentro dos módulos. A transformação das grandezas elétricas em coordenadas abc para dq , e vice-versa, é garantida pelo ângulo da tensão da rede rastreado por um circuito de sincronismo do tipo SRF-PLL (YAZDANI; IRAVANI, 2010).

Escrevendo as tensões nos terminais CA do CHBMC em função dos fatores de modulação e da tensão equivalente do barramento CC tem-se:

$$\begin{cases} v_{td} = V_{cc}m_d \\ v_{tq} = V_{cc}m_q \end{cases} \quad (4.2)$$

onde V_{cc} é o somatório das tensões CC das baterias, m_d e m_q são os índices de modulação de eixo direto e em quadratura, respectivamente.

Substituindo (4.2) em (4.1) pode-se escrever as seguintes relações para os índices m_d e m_q :

$$\begin{cases} m_d = \left(\frac{1}{V_{cc}} \right) (u_d - L\omega_0 i_q + v_{sd}) \\ m_q = \left(\frac{1}{V_{cc}} \right) (u_q + L\omega_0 i_d + v_{sq}) \end{cases} \quad (4.3)$$

onde u_d e u_q são as novas variáveis de controle, respectivamente.

Finalmente, substituindo (4.3) em (4.1), chega-se ao sistema mostrado a seguir:

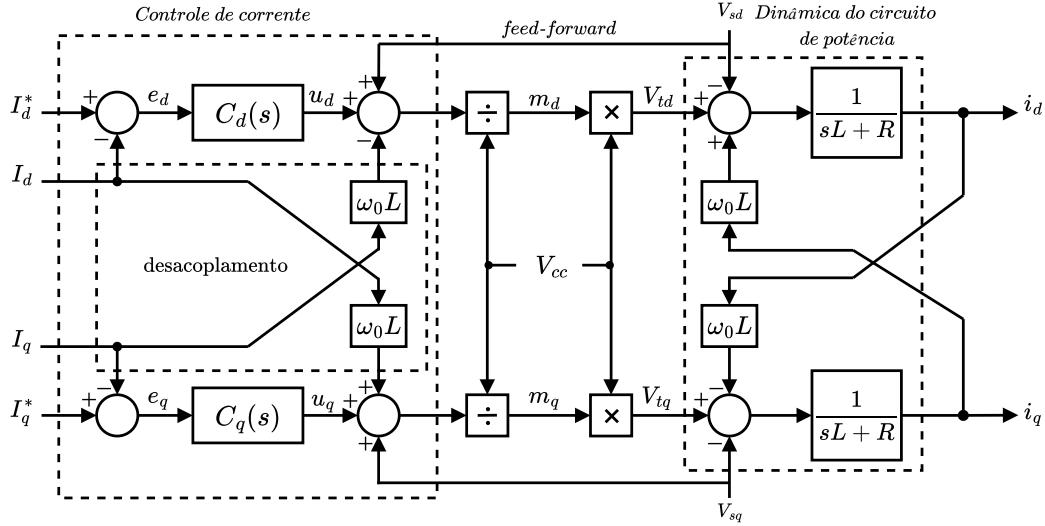
$$\begin{cases} L \left(\frac{di_d}{dt} \right) = -Ri_d + u_d \\ L \left(\frac{di_q}{dt} \right) = -Ri_q + u_q \end{cases} \quad (4.4)$$

O sistema descrito em (4.4) caracteriza-se por apresentar dinâmica de primeira ordem com as correntes de eixo direto (i_d) e em quadratura (i_q) totalmente desacopladas (YAZDANI; IRAVANI, 2010). Uma outra vantagem dessa abordagem é que, dependendo do ângulo de referência fornecido pelo SRF-PLL, a corrente i_d irá controlar o fluxo de potência reativa enquanto a corrente i_q irá controlar o fluxo de potência ativa nos terminais do conversor.

A Figura 20 ilustra o diagrama de blocos da malha de controle das correntes do BESS-CHBMC trifásico com desacoplamento das malhas d e q . Os sinais u_d e u_q presentes

na saída dos compensadores controlam os índices de modulação m_d e m_q responsáveis pela regulação das correntes sintetizadas pelo conversor. As tensões V_{sd} e V_{sq} são utilizadas como sinais *feed-forward* para garantir uma maior robustez do controlador frente as variações da tensão da rede.

Figura 20 – Diagrama de blocos do controle de corrente



Fonte: Elaborado pelo autora (2025).

Os controladores correspondentes ao eixo direto e de quadratura poderão ser idênticos, uma vez que a planta de controle para os eixos d e q são idênticas. Considerando que as variáveis a serem controladas possuem características estacionárias, pode-se empregar compensadores do tipo proporcional-integral para garantir que a corrente sintetizada rastreie a referência sem erro de regime.

Usando a metodologia descrita em Yazdani e Iravani (2010) pode-se cancelar o polo da planta, que fica muito próximo do eixo imaginário devido ao valor baixo da resistência R , com o zero do controlador PI. Neste caso, as funções de transferência de malha aberta das correntes $I_d(s)$ e $I_q(s)$ da Figura 20 podem ser escritas como se segue:

$$G_{ol,dq}(s) = \frac{K_p}{sL} \quad (4.5)$$

Já as funções de transferência de malha fechada são dadas por:

$$G_{cl,dq}(s) = \frac{I_{dq}(s)}{I_{dq,ref}(s)} = \frac{1}{1 + \tau s} \quad (4.6)$$

em que $\tau = (L/k_p)$ é a constante de tempo do sistema em malha fechada e $I_{dq,ref}$ são os valores de referência das correntes de eixo direto e quadratura, respectivamente.

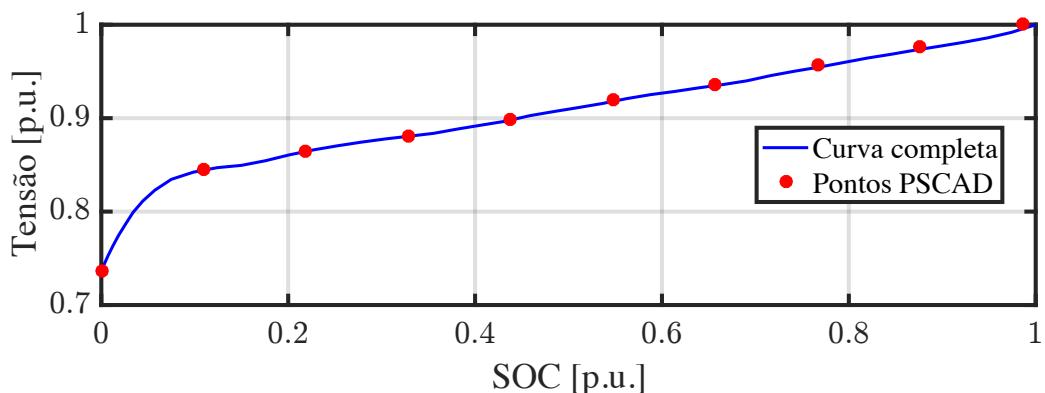
Os ganhos do controlador PI podem se obtidos em função dos parâmetros do sistema como se segue:

$$K_p = \frac{L}{\tau} \quad \text{e} \quad K_i = \frac{R}{\tau} \quad (4.7)$$

O parâmetro τ deve ser pequeno suficiente para garantir uma resposta rápida da planta. Yazdani e Iravani (2010) sugerem que a constante de tempo seja selecionada na faixa de 0,5 ms a 5 ms.

Na implementação digital, foram utilizadas a capacidade e o SoC nominal obtidos da curva de uma célula da bateria de íons de lítio que equipou o veículo Chevy Volt PHEV modelo 2013 (HAYES; GOODARZI, 2018). Os dados de placa dessa bateria são apresentados na Tabela 5. A Figura 21 mostra a curva característica do SOC em função da tensão, na qual foram coletados 10 pontos para serem inseridos no modelo da bateria do software de simulação PSCAD.

Figura 21 – Curva característica da tensão versus SoC de baterias



Fonte: Elaborado pelo autora (2025).

4.4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

O desempenho da técnica de balanceamento dos SoC das baterias de um sistema BESS-CHBMC trifásico foi avaliado por meio de simulações computacionais. O circuito da Figura 19 constando de 30 módulos (10 módulos por fase) e o algoritmo de balanceamento foram implementados no software PSCAD/EMTDC.

Na Tabela 5 são apresentados os parâmetros de simulação do BESS-CHBMC. Na implementação digital, foram utilizadas a capacidade e o SoC nominais de uma bateria de íon de lítio que equipou o veículo Chevy Volt PHEV 2013, conforme informado em Hayes e Goodarzi (2018).

Na Tabela 6 são apresentados os ganhos dos controladores de corrente do CHBMC. Esses ganhos foram calculados para uma constante de tempo da função de transferência em malha fechada de $\tau = 2\text{ms}$.

Tabela 5 – Parâmetros do sistema.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tensão de linha da rede CA	V_s	440 V
Frequência fundamental da rede	f_1	60 Hz
Indutância do filtro	L_s	6,4 mH
Resistência do filtro	R_s	1,0 Ω
Capacitor dos módulos CHBMC	C_{sm}	10 mF
Frequência das portadoras	f_{tri}	1260 Hz
Tensão nominal da bateria	V_{bat}	60 V
Capacidade nominal da bateria	C_{nom}	46,46 A h
Energia nominal da bateria	E_{nom}	16,5 kW h
Perda da capacidade nominal em 1 h		20 %
Estado de carga mínimo	SoC_{min}	15 %
Estado de carga máximo	SoC_{max}	100 %

Tabela 6 – Ganhos dos controladores de corrente.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Constante proporcional	K_p	3,2V/A
Constante integral	K_i	0,5V/(As)

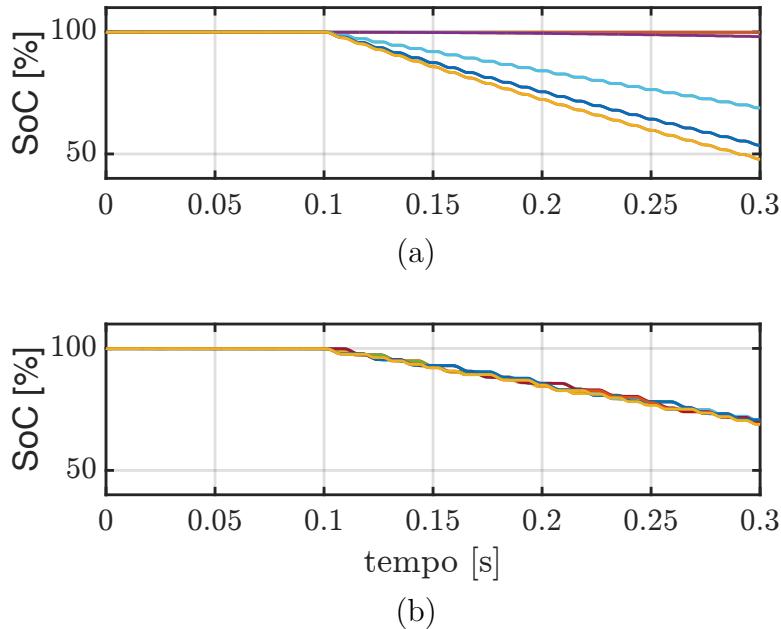
4.4.1 ESTUDO DE CASO A

Este estudo tem como objetivo verificar o desempenho do algoritmo de balançoamento dos SoC das baterias de um sistema BESS-CHBMC, durante ciclos de carga e descarga. Nesse primeiro estudo, todas as baterias foram configuradas para terem o mesmo SoC.

Inicialmente, os sinais de referência para os controladores de corrente do CHBMC são ajustados iguais a zero. O objetivo é garantir que o circuito de sincronismo (PLL) rastreie o ângulo de fase da tensão CA da rede. Em $t = 0,1$ s o sinal de referência da corrente de eixo direto (i_d) é mantido nulo, enquanto o sinal de referência da corrente em quadratura (i_q) é variado em degrau de 0 para 10 A forçando o BESS-CHBMC a iniciar a descarga das baterias e injetar energia na rede. Para que não seja necessário fazer uma simulação muito longa, a capacidade nominal da bateria, dada na Tabela 5, foi dividida por um fator de 9×10^6 . Esse artifício irá permitir visualizar a descarga da bateria de 100% até aproximadamente 50 % de sua capacidade em um intervalo de 0,2s.

A Figura 22 (a) mostra os SoC das baterias quando o algoritmo de balanceamento está desabilitado. Já na Figura 22 (b) o algoritmo proposto neste trabalho para平衡ar os SoC das baterias está habilitado. Observa-se neste caso, que após $t = 0,1$ s, os SoC das baterias se mantém balanceados durante todo o processo de descarga.

Figura 22 – SoC das baterias durante a descarga: (a) algoritmo desabilitado; (b) algoritmo habilitado.



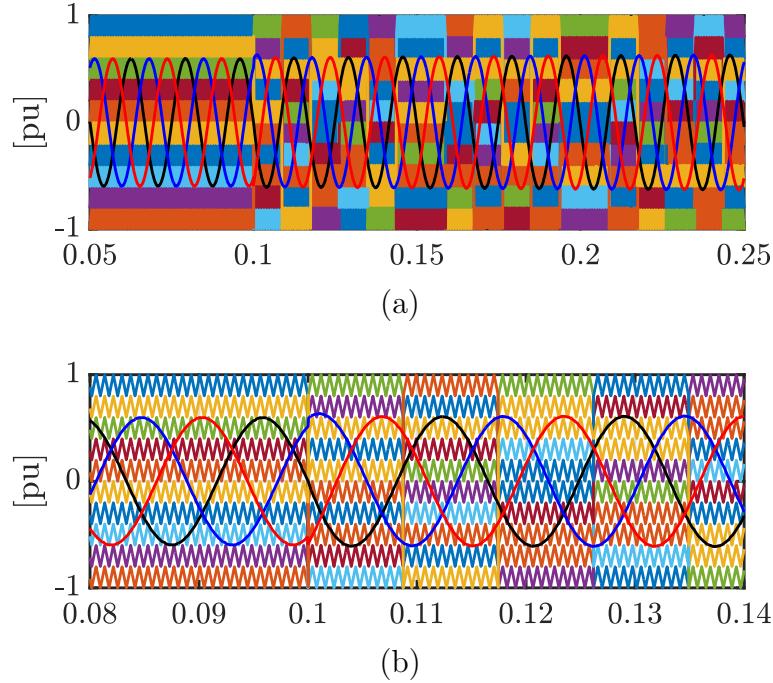
Fonte: Elaborado pelo autora (2025).

Na Figura 23 (a) é mostrada as formas de onda das portadoras triangulares quando o algoritmo de rotação está ativo. Até $t = 0,1$ s as baterias não se descarregam, uma vez que a corrente CA sintetizada pelo CHBMC é zero. Desse modo, o algoritmo de balanceamento dos SoC não entra em funcionamento e, consequentemente, as portadoras não se alternam. Após $t = 0,1$ s, as baterias começam a se descarregar e o algoritmo começa a fazer a rotação das portadoras triangulares para balancear os SoC.

A Figura 23 (b) mostra com mais detalhes a rotação das portadoras triangulares após o início do processo de descarga. Com o objetivo de reduzir o esforço computacional e evitar a rotação das portadoras triangulares a cada passo de amostragem, foi implementada uma temporização de 8,3 ms (meio ciclo) na atualização do algoritmo de ordenação.

A Figura 24 (a) e a Figura 24 (b) mostram, respectivamente, as formas de onda das correntes e das tensões trifásicas medidas nos terminais do conversor durante a descarga das baterias. Tem-se que as correntes e as tensões estão em fase. Foi observado que o processo de rotação das portadoras triangulares não afeta as formas de onda das tensões e correntes sintetizadas pelo CHBMC. A Figura 24 (c) mostra o espectro harmônico da tensão da fase a. O THD da corrente é 3% enquanto o THD da tensão terminal de fase

Figura 23 – (a) Rotação das portadora triangulares durante a descarga das baterias, (b) Detalhes da técnica de rotação.



Fonte: Elaborado pelo autora (2025).

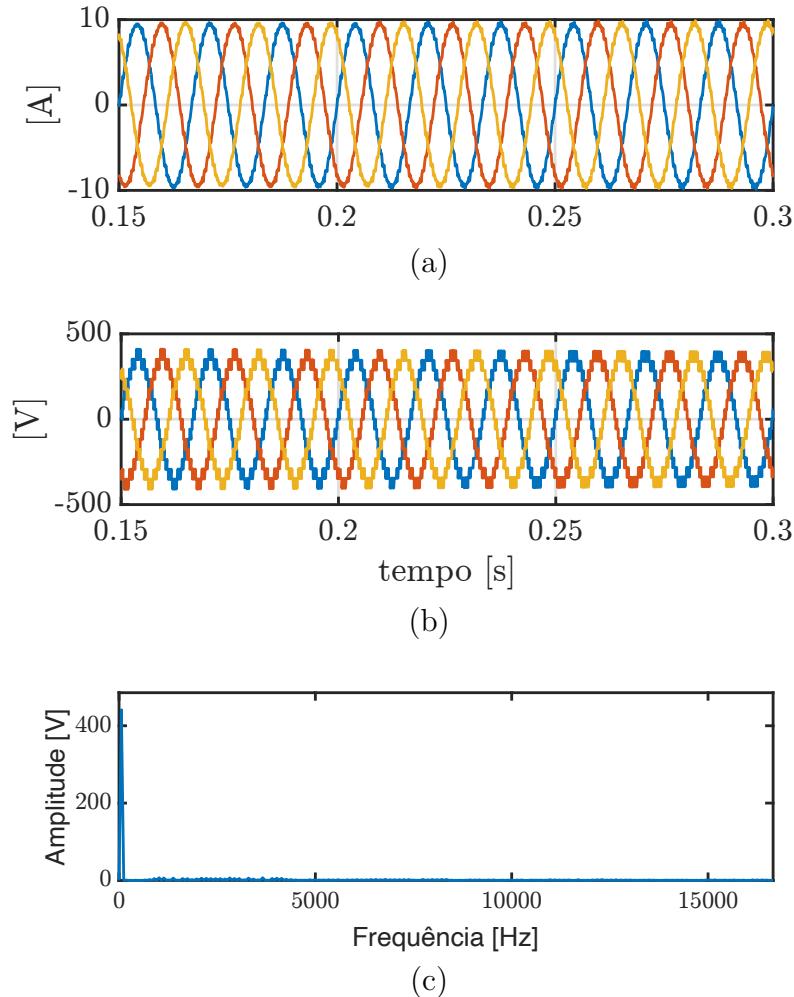
é 6%, considerando um índice de modulação de 0,75 pu gerado pelos controladores de corrente.

A condição dos SoC das baterias durante o processo de carga também foi investigado. Para a realização desta simulação, em $t=0,1$ s o sinal de referência da corrente de eixo direto i_d é mantido nulo e o sinal de referência da corrente em quadratura i_q é variado em degrau de 0 para -10 A. Desta forma, o controlador das correntes atua para fazer com que o BESS-CHBMC absorva energia da rede para efetivar a carga das baterias.

A Figura 25 (a) mostra a condição dos SoC das baterias quando o algoritmo de balanceamento está desabilitado durante o processo de carga. Já a Figura 25 (b) mostra o resultado da simulação com o algoritmo proposto habilitado. Conforme pode ser observado, o processo de carga elevou os SoC das baterias de 50% até aproximadamente 87 % de sua capacidade, mantendo a equalização esperada.

Na Figura 26 (a) são mostradas as formas de onda das portadoras triangulares quando o algoritmo de rotação está ativo. Até $t = 0,1$ s as baterias não carregam, uma vez que a corrente CA sintetizada pelo CHBMC é zero. Desse modo, o algoritmo de平衡amento dos SoC não entra em funcionamento e, consequentemente, as portadoras não se alternam. Após $t = 0,1$ s, as baterias começam a se carregar e o algoritmo começa a fazer a rotação das portadoras triangulares para balancear os SoC. A Figura 26 (b) mostra com mais detalhes a rotação da portadoras triangulares após o início do processo

Figura 24 – Formas de onda do CHBMC: (a) correntes injetadas na rede, (b) tensões terminais, (c) espectro harmônico da tensão de fase a.



Fonte: Elaborado pelo autora (2025).

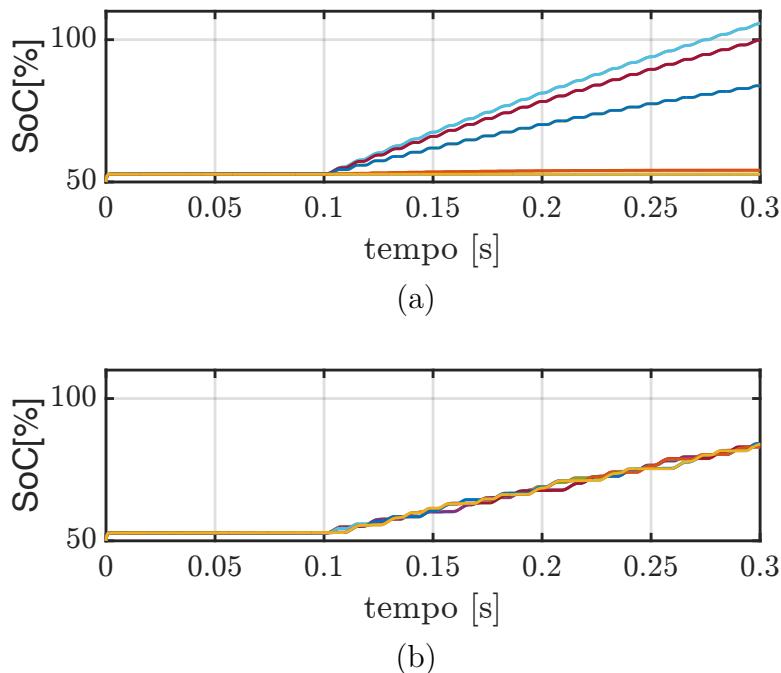
de carga.

A Figura 27 (a) e a Figura 27 (b) mostram, respectivamente, as formas de onda das correntes e das tensões trifásicas medidas nos terminais do conversor durante a carga das baterias. Verifica-se que as correntes estão defasadas de 180° das tensões indicando que o fluxo de potência está entrando no conversor. A Figura 27 (c) mostra o espectro harmônico da tensão da fase a. O THD da corrente é 3% enquanto o THD da tensão terminal de fase é 7%, considerando um índice de modulação de 0,75 pu gerado pelos controladores de corrente.

4.4.2 ESTUDO DE CASO B

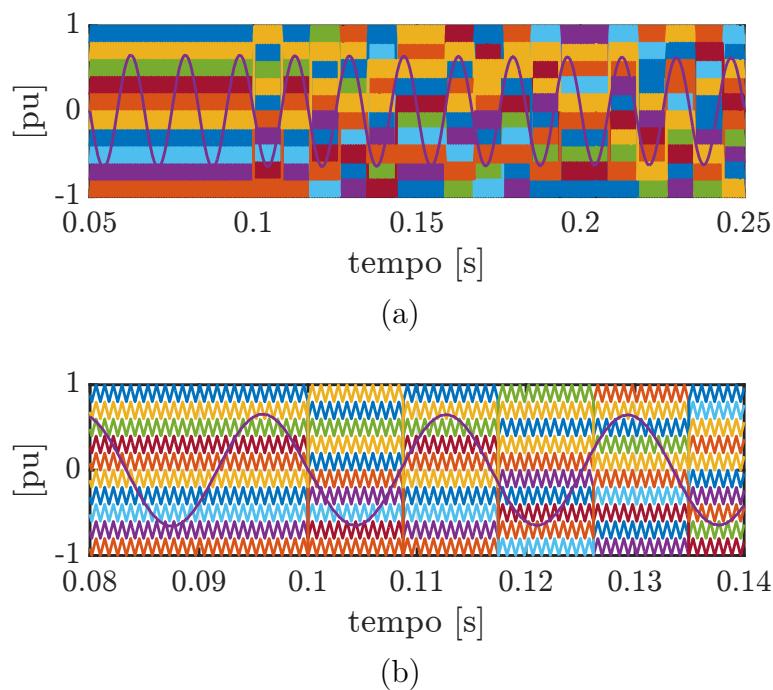
Neste estudo foi considerado o mesmo sistema BESS-CHBMC do estudo anterior, porém os SoC das baterias dos módulos foram ajustados com valores distintos uns dos outros. Nos ensaios que simulam o ciclo de descarga das baterias, os seguintes valores de

Figura 25 – SoC das baterias durante a carga: (a) algoritmo desabilitado; (b) algoritmo habilitado.



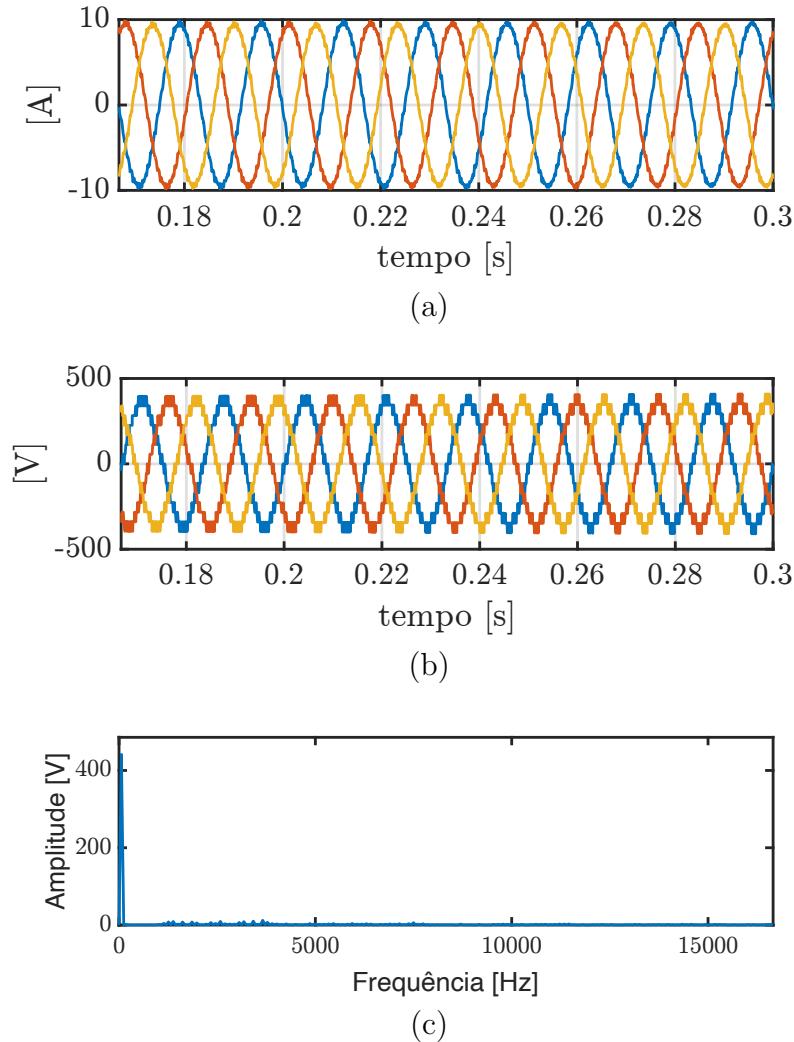
Fonte: Elaborado pelo autora (2025).

Figura 26 – (a) Rotação das portadoras triangulares durante a carga das baterias, (b) Detalhe das portadoras triangulares.



Fonte: Elaborado pelo autora (2025).

Figura 27 – Formas de onda do CHBMC: (a) correntes drenada da rede, (b) tensões terminais, (c) espectro harmônico da tensão de fase a.



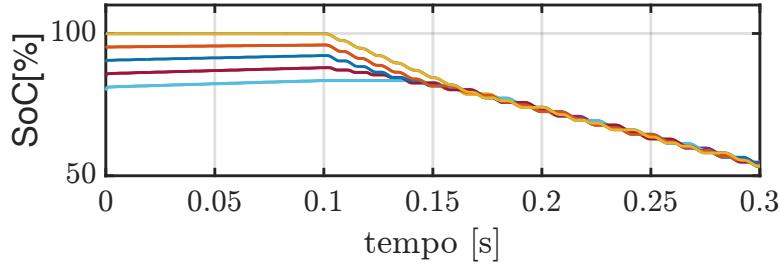
Fonte: Elaborado pelo autora (2025).

SoC foram ajustados: duas baterias apresentam o SoC de 100%, duas baterias apresentam o SoC de 95%, duas baterias apresentam o SoC de 90%, duas baterias apresentam o SoC de 85% e duas baterias apresentam o SoC de 80%. Para os ensaios que simulam o ciclo de carga das baterias, os seguintes valores de SoC foram adotados: duas baterias com o SoC de 50%, duas baterias com SoC de 55%, duas baterias com SoC de 60%, duas baterias com SoC de 65% e duas baterias com SoC de 70%.

A Figura 28 mostra o processo de balanceamento dos SoC das baterias durante o ciclo de descarga. Inicialmente, os controladores das correntes foram ajustados para sintetizar corrente nula. Em $t = 0,1$ s é alterada a referência de corrente para 10 A fazendo com que o conversor injete energia na rede para provocar a descarga das baterias. Entre $t = 0,1$ s e $t = 0,15$ s, o algoritmo prioriza os módulos com os maiores SoC e conserva os módulos com os menores SoC. Esse comportamento pode ser confirmado em observação a

inclinação das curvas registradas na Figura 28.

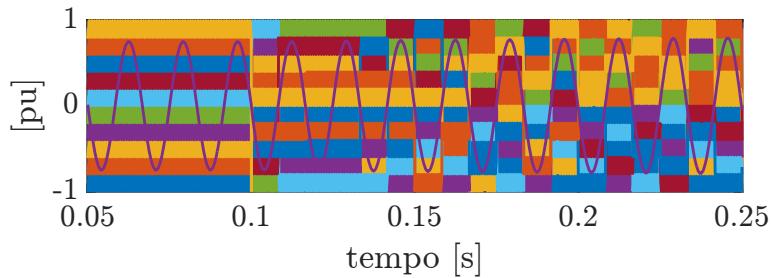
Figura 28 – Desempenho do algoritmo de balanceamento durante a descarga com as baterias exibindo diferentes SoC.



Fonte: Elaborado pelo autora (2025).

A Figura 29 exibe o comportamento das portadoras e do sinal modulante para este estudo de caso. Entre $t = 0,1$ s e $t = 0,15$ s as portadoras exibem poucas trocas de posição entre si. Verifica-se que as posições centrais (que processam mais energia) estão ocupadas pelas portadoras vinculadas aos módulos que possuem as baterias com os maiores SoC, enquanto os extremos (que processam menos energia) estão ocupados pelas portadoras vinculadas aos módulos que possuem as baterias com os menores SoC. Após $t = 0,15$ s, com os SoC já balanceados, as portadoras rotacionam com o mesmo padrão observado no estudo de caso A.

Figura 29 – Rotação das portadora triangulares durante a descarga com as baterias exibindo diferentes SoC.

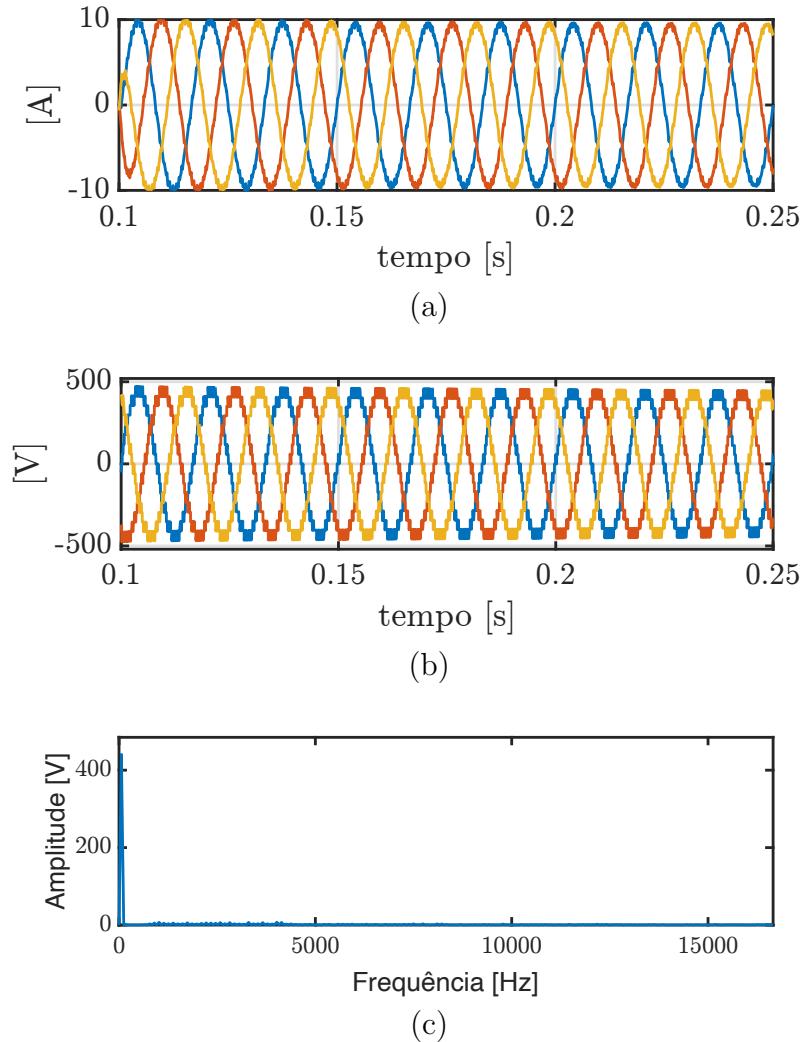


Fonte: Elaborado pelo autora (2025).

A Figura 30 (a)-(c) mostra, respectivamente, as formas de onda das correntes e das tensões trifásicas medidas nos terminais do conversor e o espectro harmônico da tensão terminal. Não se observa distorções nas formas de onda exibidas, principalmente no intervalo de $t = 0,1$ s e $t = 0,15$ s. O THD se mantém em 3% e 6% para a corrente e a tensão de fase do conversor, respectivamente.

O processo de carga das baterias é apresentado na Figura 31. A partir de $t = 0,1$ s, com o controlador de corrente impondo ao conversor absorver energia da rede é dado início ao balanceamento dos SoC das baterias. A Figura 31 constata um comportamento similar,

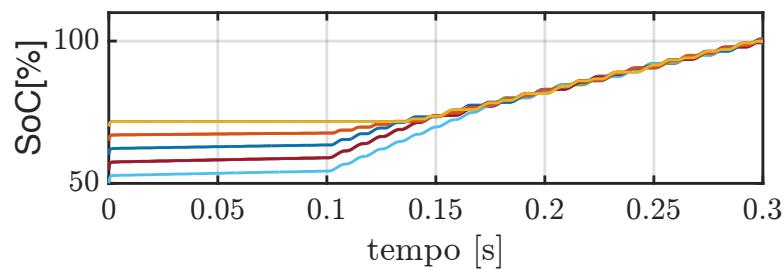
Figura 30 – Formas de onda do CHBMC: (a) correntes de fase do conversor, (b) tensões terminais, (c) espectro harmônico da tensão terminal na fase a.



Fonte: Elaborado pelo autora (2025).

porém dual, ao observado no ciclo de descarga. Ou seja, Entre $t = 0,1$ s e $t = 0,15$ s, o algoritmo prioriza os módulos com os menores SoC e conserva os módulos com os maiores SoC.

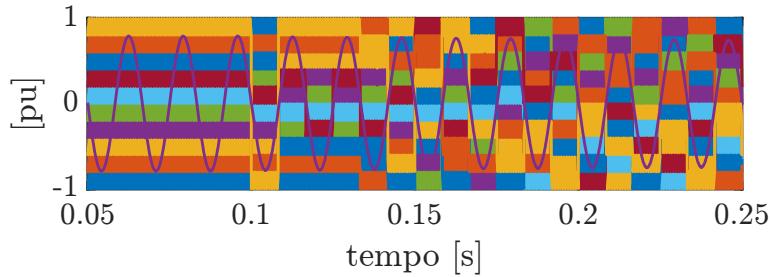
Figura 31 – SoC das baterias durante a carga: algoritmo habilitado.



Fonte: Elaborado pelo autora (2025).

Na Figura 32 é possível constatar a ação do algoritmo proposto. Entre $t = 0,1$ s e $t = 0,15$ s ocorrem poucas trocas entre as portadoras. As posições centrais estão agora ocupadas pelas portadoras vinculadas aos módulos que possuem as baterias com os menores SoC e no extremos estão localizadas as portadoras vinculadas aos módulos com maiores SoC. Após $t = 0,15$ s, o comportamento observado é similar ao da Figura 29.

Figura 32 – Rotação das portadora triangulares durante a carga com as baterias exibindo diferentes SoC.



Fonte: Elaborado pelo autora (2025).

A Figura 33 (a)-(b) mostra, respectivamente, as formas de onda das correntes e das tensões trifásicas medidas nos terminais do conversor durante a carga das baterias. Observa-se também neste caso que o algoritmo proposto não afeta as formas de onda das tensões e correntes sintetizadas pelo CHBMC. A Figura 33 (c) mostra o espectro harmônico da tensão da fase a para o intervalo considerado, no qual, o THD se manteve inalterado em 6%.

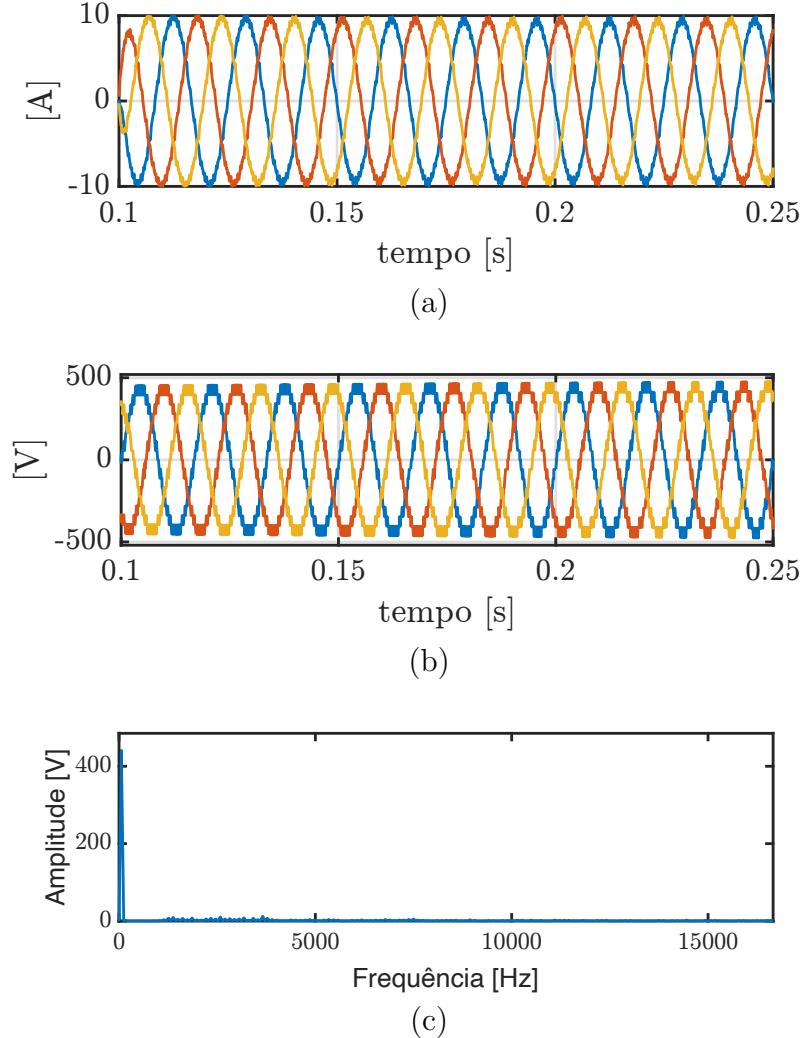
4.4.3 ESTUDO DE CASO C

Neste estudo de caso foi implementado a estratégia de controle no conversor BESS-CHBMC de nove módulos com o intuito de mostrar que o algoritmo é válido tanto para número par quanto para número ímpar de módulos por fase. Todos os módulos das três fases apresentam o mesmo valor de SoC e baterias com tensão nominal de 66,67 V. No processo de descarregas das baterias, os SoC foram ajustados em 100% e no ciclo de carga os SoC foram ajustados em 50%.

A Figura 34 (a) mostra os SoC das baterias quando o algoritmo de balanceamento está desabilitado. Já na Figura 34 (b) o algoritmo proposto neste trabalho foi habilitado e entra em funcionamento em $t = 0,1$ s. Conforme pode ser observado, os SoC das baterias se mantém平衡ados durante todo o processo de descarga.

Na Figura 35 (a) é mostrado as formas de onda das portadoras triangulares quando o algoritmo de rotação está ativo. Até $t = 0,1$ s as baterias não se descarregam uma vez que a corrente sintetizada pelo CHBMC é zero. Após $t = 0,1$ s, as baterias começam a se descarregar e o algoritmo começa a fazer a rotação das portadoras triangulares para

Figura 33 – Formas de onda do CHBMC: (a) correntes drenada da rede, (b) tensões terminais, (c) espectro harmônico da tensão de fase a.



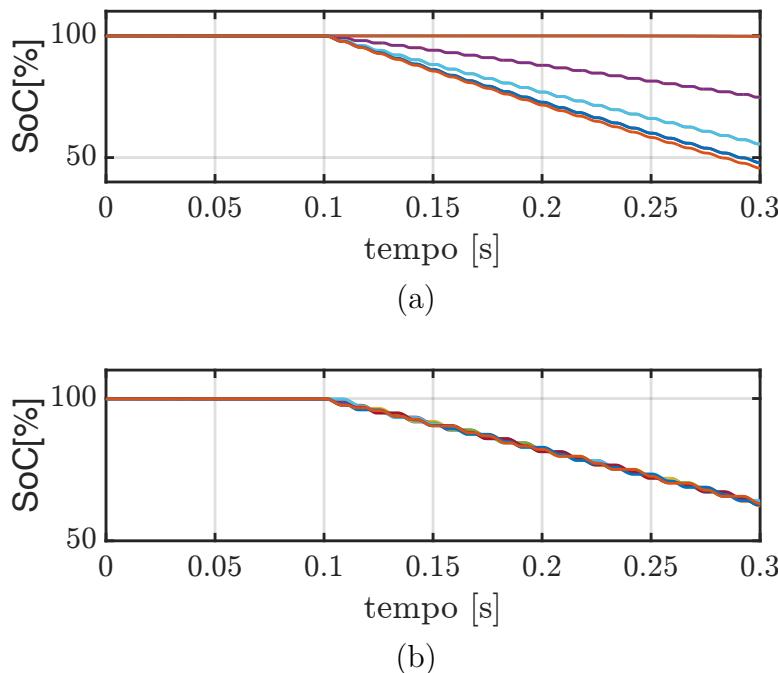
Fonte: Elaborado pelo autora (2025).

balancear os SoC, o mesmo comportamento observado no estudo de caso A. A Figura 35 (b) mostra em detalhes a rotação das portadoras triangulares após o início do processo de descarga.

A Figura 36 (a)-(b) mostra, respectivamente, as formas de onda das correntes e das tensões trifásicas medidas nos terminais do conversor durante a descarga das baterias. Tem-se que as correntes e as tensões estão em fase. Observa-se aqui também que o processo de rotação das portadoras triangulares não afeta as formas de onda das tensões e correntes sintetizadas pelo CHBMC. A Figura 36 (c) mostra o espectro harmônico das tensões da fase a.

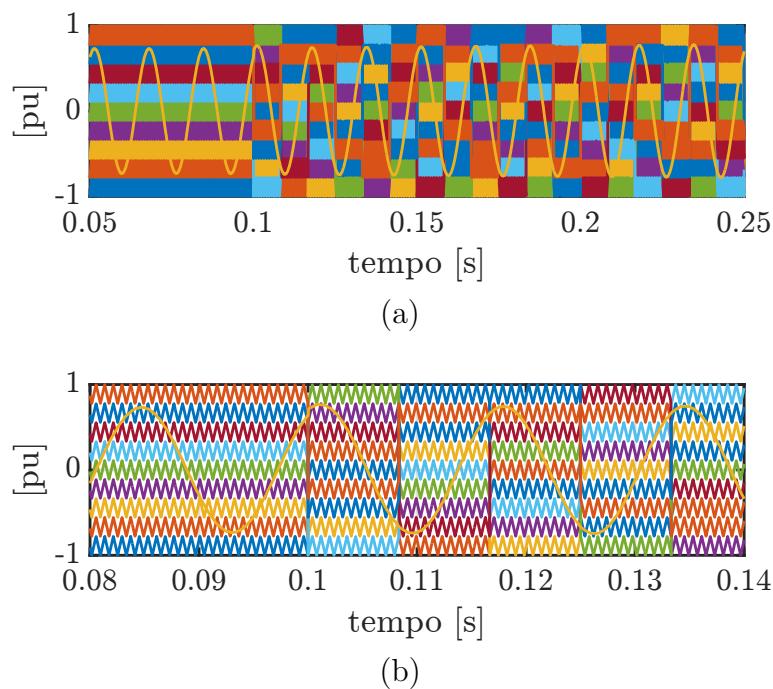
O THD da corrente é em torno de 3% enquanto o THD da tensão terminal de fase é em torno de 8%. A piora relativa do THD em relação ao obtido no estudo de caso A está relacionado a menor quantidade de níveis presente na tensão terminal do conversor.

Figura 34 – SoC das baterias durante a descarga: (a) algoritmo desabilitado; (b) algoritmo habilitado.



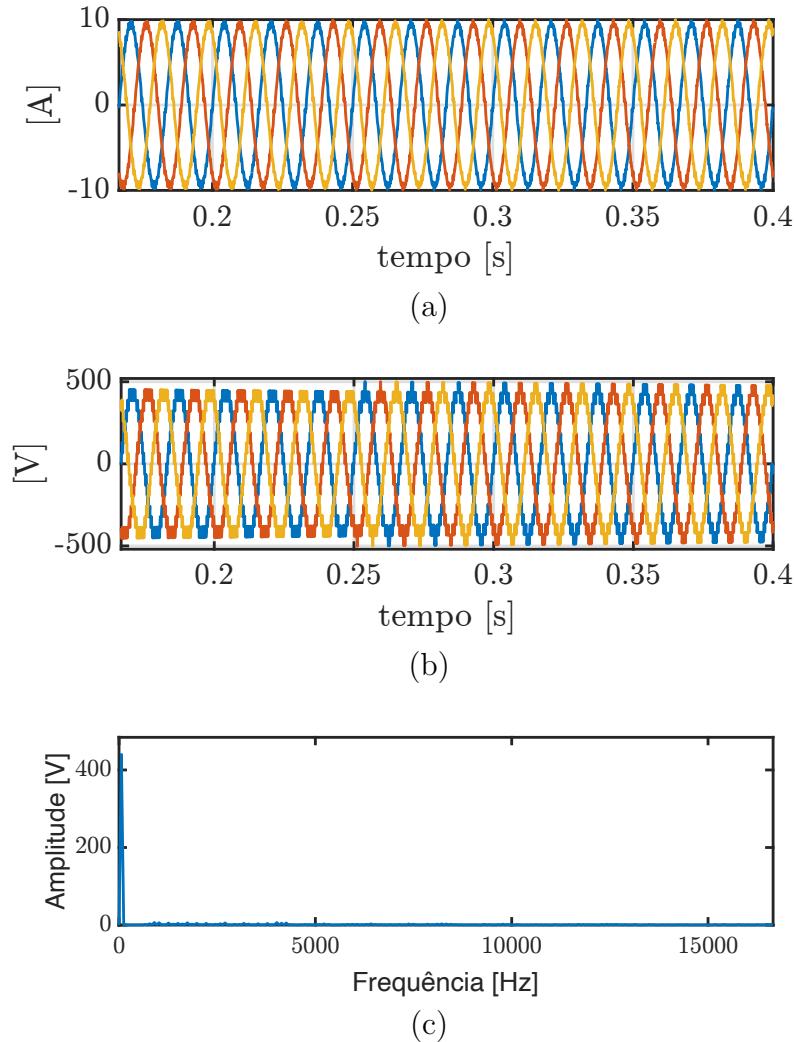
Fonte: Elaborado pelo autora (2025).

Figura 35 – (a) Rotação das portadoras triangulares, (b) Detalhe das portadoras triangulares.



Fonte: Elaborado pelo autora (2025).

Figura 36 – Formas de onda do CHBMC: (a) correntes drenada da rede, (b) tensões terminais, (c) espectro harmônico da tensão de fase a.

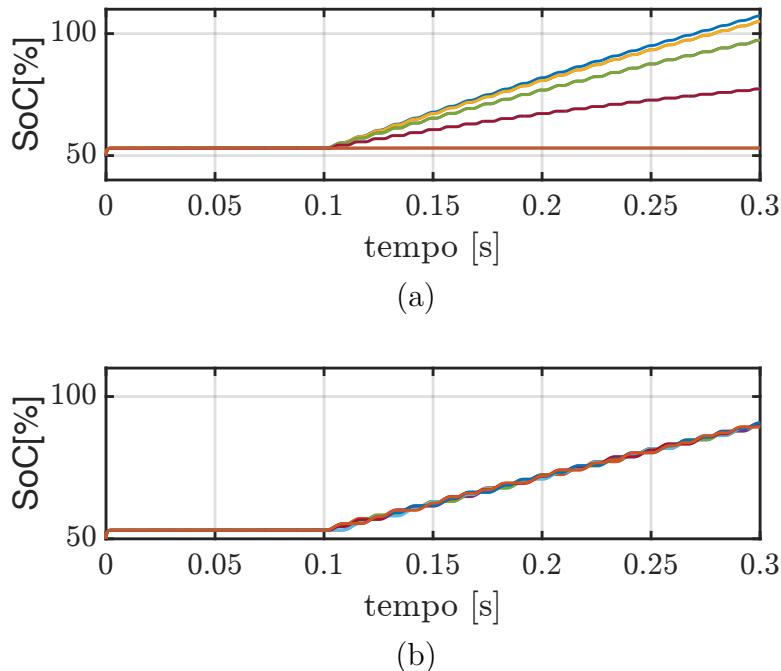


Fonte: Elaborado pelo autora (2025).

A condição dos SoC das baterias durante o processo de carga também foi investigado para o BESS-CHBMC com nove módulos por fase. A Figura 37 (a) mostra a condição dos SoC das baterias quando o algoritmo de balanceamento está desabilitado durante o processo de carga. Já a Figura 37 (b) mostra o resultado da simulação com o algoritmo proposto habilitado. Em $t=0,1$ s o sinal de referência da corrente i_q é variado em degrau de 0 para -10 A forçando o BESS-CHBMC a iniciar a carga das baterias, absorvendo energia da rede. Conforme pode ser observado, o processo de carga elevou os SoC das baterias de 50% até aproximadamente 90% de sua capacidade, mantendo a equalização esperada.

Na Figura 38 são apresentadas as formas de onda das portadoras triangulares quando o algoritmo de rotação está ativo. Após $t = 0,1$ s, as baterias começam a se carregar e o algoritmo começa a fazer a rotação das portadoras triangulares para平衡ar

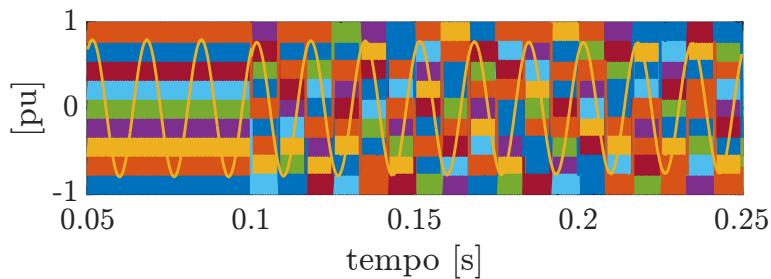
Figura 37 – SoC das baterias durante a carga: (a) algoritmo desabilitado; (b) algoritmo habilitado.



Fonte: Elaborado pelo autora (2025).

os SoC, conforme observado no estudo de caso A.

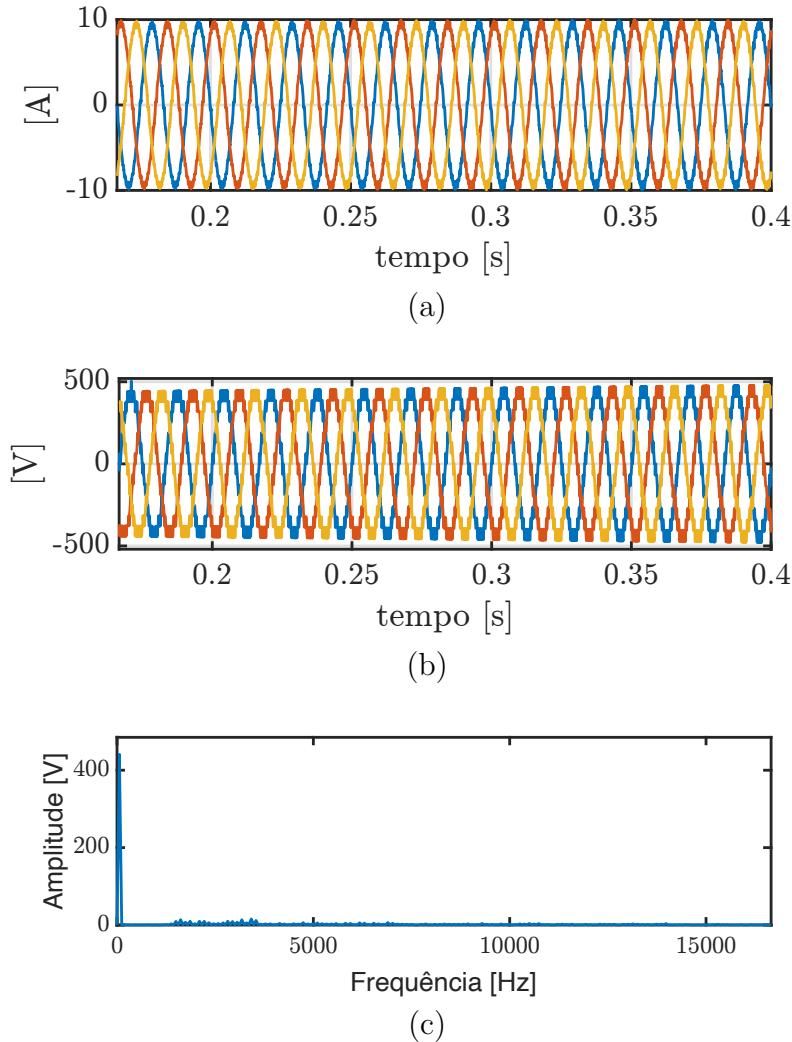
Figura 38 – Rotação das portadora triangulares.



Fonte: Elaborado pelo autora (2025).

A Figura 39 (a)-(b) mostra, respectivamente, as formas de onda das correntes e das tensões trifásicas medidas nos terminais do conversor durante a carga das baterias. Foi observado que o processo de rotação das portadoras triangulares não afeta as formas de onda das tensões e correntes sintetizadas pelo CHBMC. A Figura 39 (c) mostra o espectro harmônico da tensão da fase a. O THD da corrente se mantém em 3% enquanto o THD da tensão terminal de fase é 8%, conforme igualmente observado para o ciclo de descarga.

Figura 39 – Formas de onda do CHBMC: (a) correntes drenada da rede, (b) tensões terminais, (c) espectro harmônico da tensão de fase a.



Fonte: Elaborado pelo autora (2025).

4.5 RESUMO DO CAPÍTULO

Neste capítulo, foi apresentado o método para o balanceamento dos estados de carga (SoC) no conversor multinível em cascata de ponte completa (CHBMC). Foi apresentado a combinação do algoritmo de ordenação com a modulação PD-PWM modificada como uma estratégia de controle a fim de garantir o correto funcionamento do sistema BESS-CHBMC.

O método da bolha aplicado ao CHBMC em conjunto com a modulação PD-PWM modificada para a rotação das portadoras triangulares, permitiu o balanceamento dos SoC das baterias durante os ciclos de carga e descarga.

Os resultados de simulações realizadas no ambiente PSCAD/EMTDC demonstraram que a técnica implementada proporciona uma distribuição uniforme da energia processada pelos módulos do conversor, mitigando os desequilíbrios inerentes à modulação

PD-PWM.

5 CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou um estudo sobre o conversor multinível em cascata de ponte H (CHBMC) aplicado a sistemas de armazenamento de energia em baterias. O objetivo principal foi desenvolver uma estratégia para balancear o estado de carga (SoC) das baterias do sistema BESS-CHBMC. Uma nova metodologia de controle foi desenvolvida, combinando um algoritmo de ordenação, a modulação PD-PWM e a técnica de rotação de portadoras.

A modulação PD-PWM quando usada diretamente em conversores CHBMC tem por característica causar desequilíbrio energético entre os módulos do conversor, ou seja, eles não contribuem igualmente para a síntese da tensão terminal. Isso acontece porque os interruptores dos módulos associados às portadoras centrais permanecem acionados por um tempo maior, enquanto os das extremidades comutam por períodos mais curtos. Essa disparidade resulta em uma distribuição não uniforme da energia armazenada no lado CC dos módulos do CHBMC, afetando diretamente o SoC das baterias.

Para resolver esse problema, a estratégia proposta usa um algoritmo de ordenação para identificar as baterias com os menores SoC. Em seguida o algoritmo seleciona apropriadamente os módulos (por meio da rotação das portadoras) que devem ser acionados por mais ou menos tempo, em função do SoC e da direção da corrente de fase do conversor. Essa estratégia garantiu uma distribuição média uniforme de energia entre todos os módulos, promovendo o balanceamento desejado. Cabe ressaltar que a rotação por si só não é suficiente para garantir o balanceamento do SoC.

Com o objetivo de validar a estratégia de controle foram realizadas simulações computacionais através do *software* PSCAD/EMTDC. O sistema de armazenamento de energia em baterias foi submetido a três estudos de caso. No primeiro estudo foi simulado o descarregamento e carregamento das baterias no BESS-CHBMC, com todos os SoC iguais. O resultado das simulações evidenciou o balanceamento, provando a eficácia da estratégia. O segundo estudo de caso foi realizado para o mesmo sistema BESS-CHBMC, porém com SoC diferentes. O resultado mostrou que o balanceamento é realizado independente da condição dos SoC. O terceiro estudo de caso foi realizado para um sistema contendo 9 módulos por fase, isto é, um BESS-CHBMC com número ímpar de conversores CC-CA. O resultado obtido evidencia que a técnica proposta funciona tanto para um número par, quanto para um número ímpar de módulos.

Apesar da estratégia de controle não incluir uma verificação de segurança que respeite os limites de carga e descarga e limite o SoC máximo e mínimo que uma bateria pode atingir, a estratégia de controle proposta demonstrou a eficácia à respeito do balanceamento das baterias. O estudo mostra que a abordagem pode ser utilizada em baterias com diferentes estados de carga, característica comum da baterias de segunda

vida. Os estudos sugerem também a possibilidade de empregar baterias de diferentes fabricantes no mesmo sistema.

5.1 TRABALHOS FUTUROS

Como sugestões para aperfeiçoar o estudo desenvolvido são apresentadas, a seguir, algumas propostas de continuidade deste trabalho.

- a) Incluir uma verificação de segurança para limitar a carga e descarga das baterias, limitando o SoC máximo e mínimo da bateria;
- b) Análise do sistema CHBMC com configuração em delta;
- c) Fazer um estudo de caso para operação tolerante a falhas do sistema;
- d) Implementação experimental da estratégia de controle simulado com baterias reais;
- e) Implementação experimental do BESS-CHBMC;
- f) Verificar gasto computacional da modulação proposta em relação a técnica PS-PWM.

REFERÊNCIAS

- AHMED, A. **Eletrônica de Potência**. São Paulo: Prentice Hall, 2000.
- ANGULO, M.; LEZANA, P.; KOURO, S.; RODRIGUEZ, J.; WU, B. Level-shifted PWM for cascaded multilevel inverters with even power distribution. In: **2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference**. [S.l.: s.n.], 2007. p. 2373–2378.
- BYRNE, R. H.; NGUYEN, T. A.; COPP, D. A.; CHALAMALA, B. R.; GYUK, I. Energy management and optimization methods for grid energy storage systems. **IEEE Access**, v. 6, p. 13231–13260, 2018.
- CABEZA, L. F.; SOLE, C.; CASTELL, A.; ORO, E.; GIL, A. Review of solar thermal storage techniques and associated heat transfer technologies. **Proceedings of the IEEE**, IEEE, v. 100, n. 2, p. 525–538, 2011.
- CEPEL. **Documentação Técnica dos modelos para Planejamento da Operação do SIN**. 2025. Disponível em: <https://see.cepel.br/manual/libs/latest/index.html>.
- CHEMALI, E.; PREINDL, M.; MALYSZ, P.; EMADI, A. Electrochemical and electrostatic energy storage and management systems for electric drive vehicles: State-of-the-art review and future trends. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, IEEE, v. 4, n. 3, p. 1117–1134, 2016.
- CHEN, H.; CONG, T. N.; YANG, W.; TAN, C.; LI, Y.; DING, Y. Progress in electrical energy storage system: A critical review. **Progress in natural science**, Elsevier, v. 19, n. 3, p. 291–312, 2009.
- COLAK, I.; KABALCI, E.; BAYINDIR, R. Review of multilevel voltage source inverter topologies and control schemes. **Energy Conversion and Management**, v. 52, n. 2, p. 1114–1128, 2011. ISSN 0196-8904. Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0196890410004085>.
- CONVERSE, A. O. Seasonal energy storage in a renewable energy system. **Proceedings of the IEEE**, IEEE, v. 100, n. 2, p. 401–409, 2011.
- DAMIANO, A.; FRACCHIA, M.; MARCHESONI, M.; MARONGIU, I. A new approach in multilevel power conversion. In: **European Conference on Power Electronics and Applications**. [S.l.: s.n.], 1997. v. 4, p. 4–216.
- DOE, U. D. of E. **Global Energy Storage Database**. 2022. Disponível em: <https://sandia.gov/ess-ssl/gesdb/public/statistics.html>.
- DU, S.; DEKKA, A.; WU, B.; ZARGARI, N. **Modular multilevel converters: analysis, control, and applications**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2017.
- DUARTE, S. N.; GHETTI, F. T.; ALMEIDA, P. M. de; BARBOSA, P. G. Zero-sequence voltage compensation of a distribution network through a four-wire modular multilevel static synchronous compensator. **International Journal of Electrical Power & Energy Systems**, Elsevier, v. 109, p. 57–72, 2019.
- EASE. **European Association for Storage of Energy**. 2022. Disponível em: <https://ease-storage.eu/energy-storage/technologies/>.

EPE. **Plano Nacional de Energia 2050.** 2020. Disponível em: <https://www.epe.gov.br/pt/publicacoes-dados-abertos/publicacoes/Plano-Nacional-de-Energia-2050>.

FAISAL, M.; HANNAN, M. A.; KER, P. J.; HUSSAIN, A.; MANSOR, M. B.; BLAABJERG, F. Review of energy storage system technologies in microgrid applications: Issues and challenges. **Ieee Access**, IEEE, v. 6, p. 35143–35164, 2018.

FARHADI, M.; MOHAMMED, O. Energy storage technologies for high-power applications. **IEEE Transactions on Industry Applications**, IEEE, v. 52, n. 3, p. 1953–1961, 2015.

FARIVAR, G. G.; MANALASTAS, W.; TAFTI, H. D.; CEBALLOS, S.; SANCHEZ-RUIZ, A.; LOVELL, E. C.; KONSTANTINOU, G.; TOWNSEND, C. D.; SRINIVASAN, M.; POU, J. Grid-connected energy storage systems: State-of-the-art and emerging technologies. **Proceedings of the IEEE**, IEEE, v. 111, n. 4, p. 397–420, 2022.

FARIVAR, G. G.; MANALASTAS, W.; TAFTI, H. D.; CEBALLOS, S.; SANCHEZ-RUIZ, A.; LOVELL, E. C.; KONSTANTINOU, G.; TOWNSEND, C. D.; SRINIVASAN, M.; POU, J. Grid-connected energy storage systems: State-of-the-art and emerging technologies. **Proceedings of the IEEE**, v. 111, n. 4, p. 397–420, 2023.

FAROOQUE, M.; MARU, H. C. Fuel cells—the clean and efficient power generators. **Proceedings of the IEEE**, IEEE, v. 89, n. 12, p. 1819–1829, 2002.

GHETTI, F. **Aplicações de conversores multiníveis modulares no processamento e condicionamento da energia elétrica.** Tese (Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Juiz de Fora, 2019.

GHETTI, F. T.; ALMEIDA, A. de O.; ALMEIDA, P. M. de; BARBOSA, P. G. Simulação em tempo real de algoritmos de equalização das tensões cc de um conversor multinível modular. **Eletrônica de Potência**, v. 22, n. 4, p. 362–371, 2017.

GWEC. **Global Wind Report.** 2025. Disponível em: <https://www.gwec.net/reports/globalwindreport>.

HART, D. W. **Eletrônica de potência: análise e projetos de circuitos.** [S.l.]: AMGH Editora Ltda, 2012.

HAYES, J. G.; GOODARZI, G. A. **Electric powertrain: energy systems, power electronics and drives for hybrid, electric and fuel cell vehicles.** [S.l.]: John Wiley & Sons, 2018.

HE, W.; KING, M.; LUO, X.; DOONER, M.; LI, D.; WANG, J. Technologies and economics of electric energy storages in power systems: Review and perspective. **Advances in Applied Energy**, Elsevier, v. 4, p. 100060, 2021.

IRENA. **World Energy Transitions Outlook.** 2024. Disponível em: <https://www.irena.org/Energy-Transition/Outlook/Renewable-energy-roadmaps>.

KONSTANTINOU, G. S.; AGELIDIS, V. G. Performance evaluation of half-bridge cascaded multilevel converters operated with multicarrier sinusoidal pwm techniques. In: **2009 4th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications.** [S.l.: s.n.], 2009. p. 3399–3404.

KULARATNA, N. **Energy Storage Devices for Electronic Systems: Rechargeable Batteries and Supercapacitors.** [S.l.]: Academic Press, 2014. ISBN 9780124081192.

KUNDUR, P. *et al.* Power system stability. **Power system stability and control**, v. 10, n. 1, p. 7–1, 2007.

LEE, W.-K.; KIM, T.-J.; KANG, D.-W.; HYUN, D.-S. A carrier-rotation strategy for voltage balancing of flying capacitors in flying capacitor multi-level inverter. In: **IECON'03. 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IEEE Cat. No.03CH37468).** [S.l.: s.n.], 2003. v. 3, p. 2173–2178.

MAHARJAN, L.; INOUE, S.; AKAGI, H. A transformerless energy storage system based on a cascade multilevel pwm converter with star configuration. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 44, n. 5, p. 1621–1630, 2008.

MANJREKAR, M. D.; STEIMER, P. K.; LIPO, T. A. Hybrid multilevel power conversion system: A competitive solution for high-power applications. **IEEE transactions on industry applications**, IEEE, v. 36, n. 3, p. 834–841, 2000.

MARTINS, M. A. I. **Sistemas de armazenamento de energia Guia de conteúdo para docentes.** Profissionais do Futuro: Competências para a Economia Verde, 2023. Disponível em: <https://www.gov.br/mec/pt-br/areas-de-atuacao/ept/profissionais-futuro/Armazenamento.pdf>.

MARZO, I.; SANCHEZ-RUIZ, A.; BARRENA, J. A.; ABAD, G.; MUGURUZA, I. Power balancing in cascaded h-bridge and modular multilevel converters under unbalanced operation: A review. **IEEE Access**, v. 9, p. 110525–110543, 2021.

MCGRATH, B.; HOLMES, D. Multicarrier PWM strategies for multilevel inverters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 49, n. 4, p. 858–867, 2002.

MENDONÇA, D. do C.; CALLEGARI, J. M. S.; CUPERTINO, A. F.; PEREIRA, H. A.; JÚNIOR, S. I. S. Delta-chb statcom with reduced capacitance through third harmonic injection. **Brazilian Journal of Power Electronics**, v. 28, n. 2, p. 151–162, 2023.

MENDONÇA, D. do C.; CUPERTINO, A. F.; PEREIRA, H. A.; JÚNIOR, S. I. S.; TEODORESCU, R. Estratégia de tolerância a falhas para um conversor delta-chb statcom na região de sobremodulação. **Brazilian Journal of Power Electronics**, v. 25, n. 4, p. 395–404, 2020.

MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. **Power electronics: converters, applications, and design.** [S.l.]: John wiley & sons, 2003.

OMER, P.; KUMAR, J.; SURJAN, B. S. Comparison of multicarrier PWM techniques for cascaded h-bridge inverter. In: **2014 IEEE Students' Conference on Electrical, Electronics and Computer Science.** [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–6.

OTA, J. I. Y.; SATO, T.; AKAGI, H. Enhancement of performance, availability, and flexibility of a battery energy storage system based on a modular multilevel cascaded converter (MMCC-SSBC). **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 4, p. 2791–2799, 2016.

OUTLOOK, I. G. E. Entering the decade of electric drive. **International Energy Agency**, 2020.

PICKARD, W. F. The history, present state, and future prospects of underground pumped hydro for massive energy storage. **Proceedings of the IEEE**, IEEE, v. 100, n. 2, p. 473–483, 2011.

PLETT, G. L. **Battery management systems, Volume II: Equivalent-circuit methods**. [S.l.]: Artech House, 2015.

POBLETE, P.; GAJARDO, J.; CUZMAR, R. H.; AGUILERA, R. P.; PEREDA, J.; LU, D.; ALCAIDE, A. M. Predictive optimal variable-angle PS-PWM strategy for cascaded h-bridge converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 71, n. 11, p. 13556–13566, 2024.

RAHN, C. D.; WANG, C.-Y. **Battery systems engineering**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2013.

RASHID, M. H. **Eletrônica de potência: dispositivos, circuitos e aplicações**. Editora Pearson, 2014. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/servlet/opac?bknumber=5237895>.

RECH, C.; PINHEIRO, H.; GRUNDLING, H. A.; HEY, H. L.; PINHEIRO, J. R. Analysis and comparison of hybrid multilevel voltage source inverters. In: **2002 IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference**. [S.l.: s.n.], 2002. v. 2, p. 491–496.

RIBEIRO, P. F.; JOHNSON, B. K.; CROW, M. L.; ARSOY, A.; LIU, Y. Energy storage systems for advanced power applications. **Proceedings of the IEEE**, IEEE, v. 89, n. 12, p. 1744–1756, 2001.

RODRIGUEZ, J.; BERNET, S.; WU, B.; PONTT, J. O.; KOURO, S. Multilevel voltage-source-converter topologies for industrial medium-voltage drives. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 54, n. 6, p. 2930–2945, 2007.

ROSA, B. P.; ASSIS, T. M.; MOURINHO, F. A. Determinação da inércia mínima em sistemas com alta penetração de geração eólica. **Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos-SBSE**, v. 1, n. 1, 2020.

RUFER, A. **Energy storage: systems and components**. [S.l.]: CRC Press, 2017.

SHARIFABADI, K.; HARNEFORS, L.; NEE, H.-P.; NORRGA, S.; TEODORESCU, R. **Design, Control, and Application of Modular Multilevel Converters for HVDC Transmission Systems**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2016.

SHEPHERD, C. M. Design of primary and secondary cells: Ii . an equation describing battery discharge. **Journal of The Electrochemical Society**, The Electrochemical Society, Inc., v. 112, n. 7, p. 657, jul 1965. Disponível em: <https://dx.doi.org/10.1149/1.2423659>.

SOMAN, R.; RAVINDRA, H.; HUANG, X.; SCHODER, K.; STEURER, M.; YUAN, W.; ZHANG, M.; VENUTURUMILLI, S.; CHEN, X. Preliminary investigation on economic aspects of superconducting magnetic energy storage (smes) systems and

high-temperature superconducting (hts) transformers. **IEEE Transactions on Applied Superconductivity**, IEEE, v. 28, n. 4, p. 1–5, 2018.

SONG-MANGUELLE, J.; MARIETHOZ, S.; VEENSTRA, M.; RUFER, A. A generalized design principle of a uniform step asymmetrical multilevel converter for high power conversion. In: **European Conference on Power Electronics and Applications, EPE**. [S.l.: s.n.], 2001. v. 1, p. 1–12.

TERKES, M.; DEMIRCI, A.; GOKALP, E.; CALI, U. Battery passport for second-life batteries: Potential applications and challenges. **IEEE Access**, v. 12, p. 128424–128467, 2024.

VAZQUEZ, S.; LUKIC, S. M.; GALVAN, E.; FRANQUELO, L. G.; CARRASCO, J. M. Energy storage systems for transport and grid applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 12, p. 3881–3895, 2010.

VIAN, Â.; TAHAN, C. M. V.; AGUILAR, G. J. R.; GOUVEA, M. R.; GEMIGNANI, M. M. F. **Armazenamento de Energia: Fundamentos Tecnologia e Aplicações**. [S.l.]: Editora Blucher, 2021.

WANG, G.; KONSTANTINOU, G.; TOWNSEND, C. D.; POU, J.; VAZQUEZ, S.; DEMETRIADES, G. D.; AGELIDIS, V. G. A review of power electronics for grid connection of utility-scale battery energy storage systems. **IEEE Transactions on Sustainable Energy**, v. 7, n. 4, p. 1778–1790, 2016.

WU, B.; NARIMANI, M. **High-power converters and AC drives**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2006. 450 p.

XIONG, R. Battery management algorithm for electric vehicles. Springer, 2020.

YAZDANI, A.; IRAVANI, R. **Voltage-sourced converters in power systems: modeling, control, and applications**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2010.

ZHAO, H.; WU, Q.; HU, S.; XU, H.; RASMUSSEN, C. N. Review of energy storage system for wind power integration support. **Applied energy**, Elsevier, v. 137, p. 545–553, 2015.

APÊNDICE A – TRANSFORMADA DE COORDENADAS

As transformadas direta e inversa que permitem representar um conjunto trifásico de variáveis nas coordenadas abc em $\alpha\beta0$, e vice-versa, são dadas por:

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (\text{A.1})$$

e,

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix}. \quad (\text{A.2})$$

onde f_a , f_b e f_c são as grandezas instantâneas trifásicas nas coordenadas abc , respectivamente, e f_β são as grandezas instantâneas nas coordenadas $\alpha\beta0$, respectivamente. O fator $(\frac{2}{3})$ usado em (A.1) garante que a transformação seja invariante em amplitude, ou seja, as tensões e correntes nas coordenadas $(\alpha\beta0)$ terão a mesma amplitude que nas coordenadas (abc) .

Figura 40 mostra que f_α e f_β podem ser vistos como projeções instantâneas do vetor espacial \vec{f} nos eixos ortogonais α e β . As variáveis anteriores podem também serem transformadas para um sistema de coordenadas síncrono, que gira com a mesma velocidade angular do vetor espacial \vec{f} , através de:

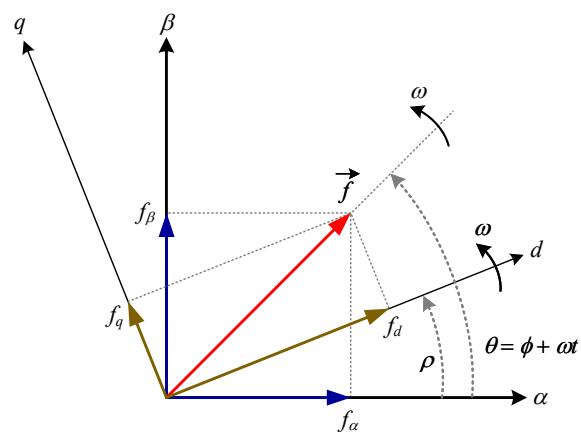
$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \rho & -\sin \rho \\ \sin \rho & \cos \rho \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} \quad (\text{A.3})$$

e,

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \rho & \sin \rho \\ -\sin \rho & \cos \rho \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix}, \quad (\text{A.4})$$

onde f_α e f_β são as componentes de \vec{f} nos eixo ortogonais estacionários, respectivamente, e f_d e f_q são as componentes de \vec{f} nos eixo ortogonais que giram em sincronismo com o vetor espacial, respectivamente

Figura 40 – Representação espacial das transformações de coordenadas $\alpha\beta$ e dq .



Fonte: Adaptado de Duarte *et al.* (2019)