

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

Ediward Amaral Carelli

Operação em Corrente Pulsada e Balanceamento Adaptativo do Estado de Carga em Sistemas de Armazenamento de Energia Baseados em Baterias com Conversores Integrados Conectados à Rede Elétrica

Juiz de Fora
2025

Ediward Amaral Carelli

Operação em Corrente Pulsada e Balanceamento Adaptativo do Estado de Carga em Sistemas de Armazenamento de Energia Baseados em Baterias com Conversores Integrados Conectados à Rede Elétrica

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 de Energia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Pedro Machado de Almeida

Coorientador: Prof. Dr. Allan Fagner Cupertino

Juiz de Fora

2025

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

Amaral Carelli, Ediward.

Operação em Corrente Pulsada e Balanceamento Adaptativo do Estado de Carga em Sistemas de Armazenamento de Energia Baseados em Baterias com Conversores Integrados Conectados à Rede Elétrica / Ediward Amaral Carelli. – 2025.

138 f. : il.

Orientador: Pedro Machado de Almeida

Coorientador: Allan Fagner Cupertino

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

1. Baterias com conversor integrado.
 2. Operação em corrente pulsada.
 3. Balanceamento adaptativo do estado de carga.
- I. Machado de Almeida, Pedro, orient. II. Fagner Cupertino, Allan, coorient. III. Título.

Operação em Corrente Pulsada e Balanceamento Adaptativo do Estado de Carga em Sistemas de Armazenamento de Energia Baseados em Baterias com Conversores Integrados Conectados à Rede Elétrica

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 de Energia Elétrica

Aprovada em 28 de agosto de 2025.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Pedro Machado de Almeida - Orientador
Universidade Federal de Juiz de Fora

Prof. Dr. Allan Fagner Cupertino - Coorientador
Universidade Federal de Juiz de Fora

Prof. Dr. Erick Matheus da Silveira Brito
Universidade Federal de Viçosa

Prof. Dr. Guilherme Márcio Soares
Universidade Federal de Juiz de Fora

Juiz de Fora, 13/08/2025.



Documento assinado eletronicamente por **Pedro Machado de Almeida, Professor(a)**, em 28/08/2025, às 11:18, 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 **Erick Matheus da Silveira Brito, Usuário Externo**, em 28/08/2025, às 11:40, 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 **Guilherme Márcio Soares, Professor(a)**, em 28/08/2025, às 11:58, 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 **Allan Fagner Cupertino, Professor(a)**, em 31/08/2025, às 18:27, 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 **2550024** e o código CRC **F3C2E12F**.

*A minha família e
aos meus amigos.*

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus por tantas bênçãos em minha vida, pois, sem Ele, nada disso seria possível. Sou grato pela força e pela capacidade concedidas para concluir esta etapa e pelos momentos de felicidade que me proporcionou ao longo do caminho.

Agradeço aos meus pais, Ediward de Souza Carelli e Elisângela da Silva Amaral, por estarem sempre ao meu lado. O apoio, a dedicação e o esforço de vocês foram fundamentais para que este sonho se tornasse realidade. Sou imensamente grato pela confiança, pelo cuidado e pelo incentivo que nunca me faltaram. Nada disso seria possível sem vocês.

Agradeço aos meus orientadores, Pedro Machado e Allan Cupertino, por acreditarem no meu potencial e por todo o suporte oferecido ao longo desses dois anos. Hoje, tenho a alegria de poder considerá-los meus amigos.

Agradeço aos meus irmãos pelo incentivo e apoio constantes na busca pelos meus objetivos.

Agradeço aos meus amigos Leandro, Juliana, Barbarah, Thaís, Ricardo e Pedro por estarem ao meu lado, compartilhando risadas, conversas sinceras e apoio nos momentos difíceis. A amizade de vocês deixou essa jornada muito mais leve e especial.

Agradeço aos amigos que fiz ao longo do mestrado, em especial aos amigos do antigo NAEP, por compartilharem momentos de descontração e por tornarem essa jornada mais leve e agradável.

Agradeço ao IF Sudeste MG – Campus Santos Dumont, onde iniciei minha trajetória acadêmica como aluno e tive a honra de retornar como professor. Sou grato aos professores pelo incentivo e pela confiança nos primeiros passos da minha formação, e aos alunos por contribuírem para o meu crescimento profissional e tornarem essa jornada ainda mais significativa.

Agradeço também aos meus familiares próximos, que sempre estiveram ao meu lado, oferecendo apoio e celebrando comigo cada conquista.

Agradeço e dedico este trabalho a todos os membros do GESEP. É uma grande satisfação fazer parte de um grupo formado por profissionais tão competentes. Muito obrigado por todo o suporte oferecido sempre que precisei.

Por fim, agradeço à CAPES, à FAPEMIG, ao CNPq e ao INERGE pelo apoio financeiro e institucional, cujo incentivo à pesquisa foi essencial para o desenvolvimento deste trabalho. Estendo meus agradecimentos à Faculdade de Engenharia e ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora pela excelente formação acadêmica e pela estrutura disponibilizada ao longo do mestrado.

"Nossa maior fraqueza está em desistir. O caminho mais certo para o sucesso é sempre tentar só mais uma vez."

Thomas Edison

RESUMO

Esta dissertação contribui para o desenvolvimento da próxima geração de sistemas de armazenamento de energia, baseados em baterias com conversor integrado. A abordagem investigada consiste na integração de um conversor meia-ponte em cada módulo de bateria, viabilizando a operação em corrente pulsada. São analisadas duas estratégias de balanceamento do estado de carga. A primeira, inspirada na literatura, adota um controlador proporcional. A segunda propõe um controlador adaptativo capaz de ajustar dinamicamente seu ganho com base na diferença de Estado de Carga (do inglês, *State of Charge*) (SOC) em tempo real. Como contribuição adicional, este trabalho explora a interação entre o arranjo de Baterias com Conversores Integrados (BCIs) e o sistema de conversão de potência em uma aplicação conectada à rede elétrica. As estratégias de balanceamento propostas são modeladas matematicamente e validadas por meio de simulações no ambiente PLECS e de experimentos com Controle em *Hardware-in-the-Loop* (HIL). Também é analisado o impacto da ativação do modo *bypass* das baterias sobre a tensão do barramento de corrente contínua (c.c.) e o processamento de potência no Sistema de Conversão de Potência (do inglês, *Power Conversion System*) (PCS) de duas etapas. Os resultados obtidos demonstram que a estratégia adaptativa reduz o tempo de balanceamento em aproximadamente quatro vezes, em comparação com o controle proporcional. Além disso, a interação entre o arranjo de baterias com conversor integrado e o PCS permite uma regulação estável da tensão do barramento c.c., minimizando flutuações decorrentes da comutação entre baterias e assegurando estabilidade no fornecimento de potência ativa. Essa característica foi evidenciada a partir da comparação com o método tradicional de Corrente Constante (CC), demonstrando que a solução proposta é capaz de manter o desempenho necessário para garantir estabilidade e qualidade no fornecimento de energia, o que reforça sua viabilidade para aplicações conectadas à rede.

Palavras-chave: Baterias com conversor integrado; operação em corrente pulsada; balanceamento adaptativo do estado de carga; sistema de armazenamento de energia em baterias.

ABSTRACT

This dissertation contributes to the development of next-generation energy storage systems based on smart batteries. The investigated approach integrates a half-bridge converter into each battery module, enabling pulsed current operation. Two State-of-Charge balancing strategies are analyzed. The first, inspired by existing literature, employs a proportional controller. The second proposes an adaptive controller that dynamically adjusts its gain based on real-time SOC deviation. As an additional contribution, this work explores the interaction between the smart battery pack and the power conversion system in a grid-connected application. The proposed balancing strategies are mathematically modeled and validated through simulations in the PLECS environment and Controller Hardware-in-the-Loop (HIL) experiments. The study also examines the impact of battery bypass activation on the dc-bus voltage and power processing within the two-stage PCS. The results show that the adaptive strategy reduces the balancing time by approximately four times compared to the proportional control approach. Furthermore, the interaction between the smart batteries and the PCS enables stable regulation of the dc-bus voltage, minimizing fluctuations caused by battery switching and ensuring stability in active power delivery. This characteristic was evidenced through comparison with the traditional CC method, demonstrating that the proposed solution is capable of maintaining the necessary performance to ensure stability and power quality, reinforcing its feasibility for grid-connected applications.

Keywords: Smart batteries; pulsed current operation; adaptive state-of-charge balancing; battery energy storage system.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1	– Volumes de baterias de íons de lítio em uso por tipo de aplicação no setor energético global, entre 2015 e 2023.	22
Figura 2	– Volumes anuais de baterias de veículos elétricos com potencial de reciclagem por região, 2023 e 2030.	23
Figura 3	– Classificação das tecnologias de armazenamento de energia pela forma de energia armazenada.	30
Figura 4	– Comparação entre tecnologias de armazenamento de energia: (a) Eficiência em função do ciclo de vida; (b) Densidade de potência em relação à densidade de energia; (c) Custos por unidade de potência e por unidade de energia.	31
Figura 5	– Componentes do sistema de armazenamento em baterias. .	32
Figura 6	– Diagrama de interação do BMS com o pacote de baterias e subsistemas auxiliares.	34
Figura 7	– Arquitetura de Sistema de Gerenciamento de Baterias (do inglês, <i>Battery Management System</i>) (BMS) centralizado.	36
Figura 8	– Arquitetura de BMS modular.	37
Figura 9	– Arquitetura de BMS mestre-seguidor.	37
Figura 10	– Arquitetura de BMS distribuído.	38
Figura 11	– Arquitetura de Baterias com Conversores Integrados (BCIs). .	40
Figura 12	– Modos de Operação: (a) Descarga; (b) Carga; (c) <i>bypass</i> ; (d) <i>pass-through</i>	42
Figura 13	– Impacto do desbalanceamento do SOC na utilização de energia durante os ciclos de carga e descarga das células.	43
Figura 14	– Comparação entre balanceamento passivo e ativo.	44
Figura 15	– Estratégias de balanceamento passivo: (a) resistores fixos; (b) resistores com interruptor controlado.	45
Figura 16	– Arquiteturas de balanceamento baseadas em indutores: (a) Único indutor; (b) <i>Multi-Switched Inductor Balancing Circuit</i> ; (c) <i>Dual threshold trigger mechanism</i>	46
Figura 17	– Arquiteturas de balanceamento baseadas em capacitores comutados: (a) <i>Single-Tiered Capacitor</i> ; (b) <i>Double-Tiered Switched Capacitor</i> ; (c) <i>Single Switched Capacitor</i>	48
Figura 18	– Arquiteturas de balanceamento baseadas em indutores acoplados: (a) Único indutor acoplado; (b) Indutor acoplado com múltiplos enrolamentos.	50

Figura 19	– Arquiteturas de balanceamento baseadas em conversores: (a) <i>direct cell-to-cell</i> (C2C); (b) <i>parallel cell-to-pack</i> (C2P); (c) <i>series C2P</i>	51
Figura 20	– Abordagens Convencionais para Carregamento de Baterias.	53
Figura 21	– Perfis típicos de corrente no método Multiestágio de Corrente Constante (do inglês, <i>Multi-Stage Constant Current</i>) (MSCC): (a) Aplicação dos níveis de corrente com transições baseadas no tempo; (b) Aplicação dos níveis de corrente com transições baseadas no SOC.	55
Figura 22	– Modos de corrente pulsada para baterias de íons de lítio: (a) corrente pulsada positiva; (b) corrente pulsada com corrente constante; (c) modulação por largura de pulso; (d) modulação por amplitude de pulso; (e) corrente constante com corrente pulsada; (f) corrente pulsada com tensão constante.	56
Figura 23	– Diagrama do arranjo de BCIs conectado ao sistema de conversão de energia.	59
Figura 24	– Representação esquemática do modelo de resistência interna da bateria.	60
Figura 25	– Tensão de circuito aberto em função do estado de carga.	61
Figura 26	– Bateria com conversor integrado: (a) Topologia do conversor <i>Half-Bridge</i> ; (b) Conexão utilizada no sistema.	61
Figura 27	– Geração dos pulsos de controle no BMS: (a) Sinais triangulares defasados comparados ao ciclo de trabalho; (b) Pulsos de controle resultantes, utilizados para a ativação e desativação das baterias.	64
Figura 28	– Formas de onda da tensão em um sistema com 4 BCIs: (a) Sem atraso entre os pulsos; (b) Com atraso entre os pulsos.	65
Figura 29	– Diagrama de um conversor bidirecional <i>boost-buck</i>	66
Figura 30	– Diagrama de um conversor trifásico fonte de tensão.	67
Figura 31	– Diagrama de um filtro LCL.	68
Figura 32	– Diagrama esquemático do SRF-PLL.	70
Figura 33	– Diagrama do modelo linearizado do SRF-PLL.	71
Figura 34	– Sinal de Modulação.	73
Figura 35	– Estados operacionais do conversor bidirecional <i>boost-buck</i> : (a) Estado 1: Q_2 fechado e Q_1 aberto; (b) Estado 2: Q_2 aberto e Q_1 fechado.	74
Figura 36	– Estrutura de controle de potência do conversor bidirecional <i>boost-buck</i>	77
Figura 37	– Esquemático do controle do inversor trifásico.	81

Figura 38	– Esquemático do controle de balanceamento de SOC com ganho constante.	84
Figura 39	– Esquemático do controle de balanceamento do SOC com ganho adaptativo.	88
Figura 40	– Comportamento da razão entre os tempos de balanceamento γ . (a) γ em função do parâmetro h para $\Delta SOC_0 = 5$; (b) γ em função de ΔSOC_0 para $h = 0,10$	91
Figura 41	– Parâmetros de cada bateria simulada: (a) SOC inicial; (b) Capacidade.	93
Figura 42	– Resultados simulados para o balanceamento do SOC com ganho constante: (a) SOC individual das 12 baterias; (b) incremento do ciclo de trabalho fornecido pelo algoritmo de balanceamento.	95
Figura 43	– Resultados simulados para o balanceamento do SOC com ganho adaptativo: (a) SOC individual das 12 baterias; (b) incremento do ciclo de trabalho fornecido pelo algoritmo de balanceamento.	96
Figura 44	– Erro máximo no SOC para cada metodologia.	97
Figura 45	– Resultados simulados da tensão de saída do arranjo: (a) durante o balanceamento do SOC; (b) após o balanceamento do SOC.	97
Figura 46	– Resultados simulados das correntes das 12 baterias durante o início do período de balanceamento do SOC e um detalhamento da forma de onda de uma única bateria.	98
Figura 47	– Resultados simulados das correntes das 12 baterias após o balanceamento do SOC e um detalhamento da forma de onda de uma única bateria.	99
Figura 48	– Resultados simulados da potência ativa fornecida pelo banco de baterias: (a) durante o balanceamento do SOC; (b) após o balanceamento do SOC.	99
Figura 49	– Resultados simulados da potência ativa fornecida/absorvida pela rede: (a) durante o balanceamento do SOC; (b) após o balanceamento do SOC.	100
Figura 50	– Resultados simulados da potência reativa fornecida/absorvida pela rede: (a) Durante o balanceamento do SOC; (b) Após o balanceamento do SOC.	101
Figura 51	– Resultados simulados do barramento c.c.; (a) Durante o balanceamento de SOC; (b) Após o balanceamento de SOC.	101
Figura 52	– Resultados simulados da corrente da rede durante inversão de potência.	102
Figura 53	– Tensão de saída do arranjo de baterias nos modos de operação em corrente pulsada e corrente contínua.	103

Figura 54	– Comparação entre os modos de operação em corrente pulsada e CC.	103
Figura 55	– Comparação da tensão do barramento c.c. nos modos de operação em corrente contínua e corrente pulsada.	104
Figura 56	– Comparação da potência ativa nos modos de operação em corrente contínua e corrente pulsada.	104
Figura 57	– Comparação da potência reativa nos modos de operação em corrente contínua e corrente pulsada.	105
Figura 58	– Visão geral da configuração experimental.	106
Figura 59	– Parâmetros de cada bateria no HIL: (a) SOC inicial; (b) Capacidade.	108
Figura 60	– Diagrama esquemático do sistema de comunicação entre os Processadores Digitais de Sinais (do inglês, <i>Digital Signal Processors</i>) (DSPs) e o HIL.	109
Figura 61	– Resultados experimentais para balanceamento com ganho constante.	110
Figura 62	– Resultados experimentais para balanceamento com ganho adaptativo.	111
Figura 63	– Resultados experimentais das correntes das 8 baterias após o balanceamento.	112
Figura 64	– Resultados experimentais durante e após o balanceamento do SOC. <i>Nota:</i> CH1: v_{OUT} ; CH2: p_{in} ; CH3: v_{dc}	112
Figura 65	– Resultados experimentais da resposta do controle de potência após o balanceamento do SOC. <i>Nota:</i> CH1: v_{OUT} ; CH2: p_{in} ; CH3: v_{dc}	113
Figura 66	– Resultados experimentais das potências ativa e reativa de saída do BESS durante e após o balanceamento do SOC. <i>Nota:</i> CH1: v_{OUT} ; CH2: p_{out} ; CH3: q_{out}	114
Figura 67	– Resultados experimentais da corrente da rede durante a reversão de potência. <i>Nota:</i> CH1: Fase A; CH2: Fase B; CH3: Fase C.114	114
Figura 68	– Representação Gráfica das transformações de Clarke e Park. 130	130
Figura 69	– Equipamento Typhoon HIL606 utilizado nos testes.	132
Figura 70	– Layout da interface HIL TI uGrid LaunchPad.	133
Figura 71	– Pinagem do grupo de conectores LaunchPad TM 1	133
Figura 72	– Pinagem do grupo de conectores LaunchPad TM 2	134
Figura 73	– Pinagem do grupo de conectores LaunchPad TM 3	134
Figura 74	– Placa de desenvolvimento LAUNCHXL-F28379D.	136

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Comparaçao das Topologias de BMS.	39
Tabela 2 – Parâmetros de simulaçao.	94
Tabela 3 – Parâmetros de simulaçao em <i>Hardware-in-the-Loop</i>	107

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ADC	Conversor Analógico-Digital (do inglês, <i>Analog-to-Digital Converter</i>)
BCI	Bateria com Conversor Integrado
BESS	Sistema de Armazenamento de Energia em Baterias (do inglês, <i>Battery Energy Storage System</i>)
BMS	Sistema de Gerenciamento de Baterias (do inglês, <i>Battery Management System</i>)
CAES	Sistema de Armazenamento de Energia por Ar Comprimido (do inglês, <i>Compressed Air Energy Storage</i>)
CC	Corrente Constante
CC-CV	Corrente Constante com Tensão Constante (do inglês, <i>Constant Current–Constant Voltage</i>)
CCCP	Corrente Constante seguida de Corrente Pulsada
CPP	Corrente Pulsada Positiva
CPCC	Corrente Pulsada com Corrente Constante
CPN	Corrente Pulsada Negativa
CPTC	Corrente Pulsada seguida de Tensão Constante
CV	Tensão Constante (do inglês, <i>Constant Voltage</i>)
c.a.	corrente alternada
c.c.	corrente contínua
C2C	<i>cell-to-cell</i>
C2P	<i>cell-to-pack</i>
DAC	Conversor Digital-Analógico (do inglês, <i>Digital-to-Analog Converter</i>)
DSP	Processador Digital de Sinais (do inglês, <i>Digital Signal Processor</i>)
EMS	Sistema de Gerenciamento de Energia (do inglês, <i>Energy Management System</i>)
GPIO	Entrada e Saída de Uso Geral (do inglês, <i>General-Purpose Input/Output</i>)
GTO	Tiristor Desligável por Porta (do inglês, <i>Gate Turn-Off Thyristor</i>)
HIL	<i>Hardware-in-the-Loop</i>
HVAC	Aquecimento, Ventilação e Ar-Condicionado (do inglês, <i>Heating, Ventilation, and Air Conditioning</i>)
IA	Inteligência Artificial

IEA	<i>International Energy Agency</i>
IGBT	Transistor Bipolar com Gatilho Isolado (do inglês, <i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>)
LUT 1D	Tabela de Consulta Unidimensional (do inglês, <i>Look-Up Table 1D</i>)
MOSFET	Transistor de Efeito de Campo de Metal–Óxido–Semicondutor (do inglês, <i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i>)
MSCC	Multiestágio de Corrente Constante (do inglês, <i>Multi-Stage Constant Current</i>)
OCV	Tensão de Circuito Aberto (do inglês, <i>Open Circuit Voltage</i>)
PAM	Modulação por Amplitude de Pulso (do inglês, <i>Pulse Amplitude Modulation</i>)
PCS	Sistema de Conversão de Potência (do inglês, <i>Power Conversion System</i>)
PI	Proporcional-Integral
PLL	(do inglês, <i>Phase-Locked Loop</i>)
PWM	Modulação por Largura de Pulso (do inglês, <i>Pulse Width Modulation</i>)
SOC	Estado de Carga (do inglês, <i>State of Charge</i>)
SOH	Estado de Saúde (do inglês, <i>State of Health</i>)
SPWM	Modulação Senoidal por Largura de Pulso (do inglês, <i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i>)
SRF-PLL	<i>Synchronous Reference Frame Phase-Locked Loop</i>
SVPWM	Modulação por Vetor Espacial de Largura de Pulso (do inglês, <i>Space Vector Pulse Width Modulation</i>)
VE	Veículo Elétrico
VSC	Conversor Fonte de Tensão (do inglês, <i>Voltage Source Converter</i>)
2DOF-PI	Controlador Proporcional–Integral de Dois Graus de Liberdade

LISTA DE SÍMBOLOS

A_c	Diferença inicial do SOC da i -ésima bateria em relação à média
B_c	Constante associada ao ganho, ciclo de trabalho, corrente e capacidade para o balanceamento constante
$C(s)$	Controlador do PLL no domínio de Laplace
C_n	Capacidade nominal da bateria (em Ah)
C_{dc}	Capacitância do barramento c.c.
$C_{n,i}$	Capacidade nominal da i -ésima bateria (Ah)
$C_{n,eq}$	Capacidade equivalente das baterias
$C(\rho)$	Controlador do PLL em função do ângulo de sincronismo
D	Ciclo de trabalho da corrente pulsada em regime permanente
D_m	Ciclo de trabalho médio em regime permanente
$D_{s,i}$	Ciclo de trabalho da i -ésima bateria
E_c	Diferença inicial do SOC da bateria mais desviada em relação à média
E_n	Matriz de ganho direto do estado n
F_c	Constante associada ao ganho, ciclo de trabalho, corrente e capacidade para o balanceamento adaptativo
$G_{cc,cc}(s)$	Função de transferência entre corrente e ciclo de trabalho
$G_{id,q}(s)$	Função de transferência da corrente i_d ou i_q em relação à tensão v_{rd} ou v_{rq}
$K_{i,PLL}$	Ganho integral do PLL
K_{pb}	Ganho proporcional do controlador de balanceamento
$K_{pb,max}$	Valor máximo permitido para o ganho do controlador de balanceamento
$K_{p,PLL}$	Ganho proporcional do PLL
L_{bc}	Indutância do conversor <i>boost-buck</i>
L_{eq}	Indutância equivalente do filtro LCL
L_f	Indutância do lado do conversor
L_g	Indutância do lado da rede
M_{\max}	Máximo índice de modulação
$M_{f_{PLL}}(s)$	Função de transferência de malha fechada do PLL
$P_{b,i}$	Potência fornecida pela i -ésima bateria
P_{ref}	Potência ativa de referência do sistema
Q	Potência reativa medida
Q^*	Potência reativa de referência
R_{bc}	Resistência do conversor <i>boost-buck</i>
R_{eq}	Resistência equivalente do filtro LCL
R_d	Resistência de amortecimento passivo do filtro LCL
R_f	Resistência do lado do conversor
R_g	Resistência do lado da rede
SOC	Estado de carga da bateria
SOC_0	Estado de carga inicial da bateria

SOC_i	Estado de carga da i -ésima bateria
$SOC_{0,i}$	Estado de carga inicial da i -ésima bateria
\bar{x}	Vetor de estado
\bar{u}	Vetor de entrada
\bar{y}	Vetor de saída
U	Vetor de entrada em regime permanente
X	Vetor de estado em regime permanente
Y	Vetor de saída em regime permanente
ΔD_i	Incremento no ciclo de trabalho da i -ésima bateria
ΔSOC_i	Diferença de SOC da i -ésima bateria em relação à média
ΔSOC_{\max}	Maior desvio de SOC em relação à média
$\Delta SOC_{0,\max}$	Maior desvio inicial de SOC em relação à média
$\Delta i_{b,i}$	Incremento da corrente de balanceamento da i -ésima bateria
Δt_i	Defasagem do sinal triangular da i -ésima bateria
Γ	Constante $\Gamma = \frac{3}{2} \frac{V_d}{v_{dc}^*}$
\hat{V}	Amplitude da tensão fundamental
λ	Fator de conversão de unidade
ω	Frequência angular instantânea estimada
ω_1	Frequência da rede
ω_m	Frequência natural do polo escolhido para o controle do PLL
ω_n	Frequência angular da rede
$\omega_{n,bc}$	Frequência natural angular do controle do conversor <i>boost-buck</i>
ψ	Constante $\psi = -\frac{3}{2}V_d$
ρ	Ângulo de sincronismo estimado pelo PLL
τ_i	Constante de tempo associada à i -ésima bateria
θ_{V1}	Ângulo de fase da componente fundamental
$\tilde{\bar{x}}$	Vetor de estado médio de pequenos sinais
$\tilde{\bar{u}}$	Vetor de entrada médio de pequenos sinais
\tilde{d}_m	Ciclo de trabalho em pequenos sinais
$\tilde{\bar{y}}$	Vetor de saída em pequenos sinais
d_m	Ciclo de trabalho instantâneo
d_{\max}	Máxima variação permitida no ciclo de trabalho (p.u.)
f	Frequência da corrente pulsada
f_{bc}	Frequência dos polos de controle do conversor <i>boost-buck</i>
f_{dc1}	Frequência do primeiro polo da malha de tensão do barramento c.c.
f_{dc2}	Frequência do segundo polo da malha de tensão do barramento c.c.
$f_i(t)$	Componente da integral associada à corrente comum $i_{b,dc}$
f_q	Frequência de corte da malha de potência reativa
f_{dq}	Frequência de corte das malhas de corrente
$g_i(t)$	Componente da integral associada à corrente de balanceamento $\Delta i_{b,i}$
h	Limiar que desativa o balanceamento do SOC

i_b	Corrente da bateria
$i_{b,dc}$	Corrente média comum a todas as baterias
i_c	Corrente da carga conectada ao barramento c.c.
i_d	Corrente no eixo direto do referencial síncrono
i_q	Corrente no eixo em quadratura do referencial síncrono
i_r	Corrente injetada no barramento pelo estágio inversor
$i_{OUT,cc}$	Corrente de saída em modo de corrente contínua
$i_{OUT,p}$	Corrente de saída em modo de corrente pulsada
i_{OUT}	Corrente fornecida pelo PCS ao arranjo de baterias
\overline{SOC}	Estado de carga médio das baterias
$\overline{i_{b,i}}$	Corrente média da i -ésima bateria
$k_{i,bc}$	Ganho integral do controlador do conversor <i>boost-buck</i>
$k_{i,dc}$	Ganho integral do controlador do barramento c.c.
$k_{i,i_d,q}$	Ganho integral do controlador PI das malhas de corrente
$k_{i,Q}$	Ganho integral do controle de potência reativa
$k_{p1,bc}$	Ganho proporcional aplicado na realimentação do conversor <i>boost-buck</i>
$k_{p2,bc}$	Ganho proporcional aplicado na malha direta do conversor <i>boost-buck</i>
$k_{p,Q}$	Ganho proporcional do controle de potência reativa
$k_{p1,dc}$	Ganho proporcional na realimentação da malha de tensão do controle do barramento c.c.
$k_{p2,dc}$	Ganho proporcional na malha direta da malha de tensão do controle do barramento c.c.
$k_{p,i_d,q}$	Ganho proporcional do controlador PI das malhas de corrente
m	Número de baterias em descanso
n	Número total de baterias no arranjo
p_{in}	Potência ativa de saída do arranjo de baterias
p_{out}	Potência ativa entregue ou absorvida da rede
q_{out}	Potência reativa entregue ou absorvida da rede
t_d	Tempo de descanso das baterias
t_{adapt}	Tempo de balanceamento com ganho adaptativo
t_{const}	Tempo de balanceamento com ganho constante
$v_{b,i}$	Tensão da i -ésima bateria
$v_{c,i}$	Tensão da i -ésima bateria com conversor integrado
v_{dc}	Tensão medida no barramento c.c.
v_{dc}^*	Tensão de referência do barramento c.c.
v_{oc}	Tensão de circuito aberto
v_{OUT}	Tensão de saída do arranjo de baterias
v_{rd}	Componente fundamental da tensão sintetizada pelo inversor no eixo direto
v_{rq}	Componente fundamental da tensão sintetizada pelo inversor no eixo em quadratura
v_d	Componente do eixo direto da tensão no referencial síncrono

v_q	Componente do eixo de quadratura da tensão no referencial síncrono
$V_{dc,min}$	Tensão mínima do barramento para operar na região linear
$V_{f,pico}$	Valor de pico da tensão de saída
ξ	Fator de amortecimento do controlador do PLL
γ	Razão entre os tempos de balanceamento constante e adaptativo

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	22
1.1	CONTEXTUALIZAÇÃO	22
1.2	MOTIVAÇÃO	25
1.3	OBJETIVOS	26
1.4	PRODUÇÕES CIENTÍFICAS RESULTANTES DA PESQUISA	27
1.5	ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO	28
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	29
2.1	TECNOLOGIA DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA	29
2.2	SISTEMA DE GERENCIAMENTO DE BATERIAS	33
2.2.1	BMS Centralizado	35
2.2.2	BMS Modular	36
2.2.3	BMS Mestre-Seguidor	37
2.2.4	BMS Distribuído	38
2.2.5	Comparação entre os tipos de topologia de BMS	38
2.3	BATERIAS COM CONVERSOR INTEGRADO (BCI)	39
2.4	TÉCNICAS DE BALANCEAMENTO DO ESTADO DE CARGA	43
2.4.1	Balanceamento Passivo	44
2.4.2	Balanceamento Ativo	45
2.4.2.1	<i>Balanceamento Utilizando Indutores</i>	45
2.4.2.2	<i>Balanceamento Utilizando Capacitores</i>	47
2.4.2.3	<i>Balanceamento Utilizando Indutores Acoplados</i>	49
2.4.3	Balanceamento Utilizando Conversores	50
2.5	ESTRATÉGIAS DE CONTROLE DE CARGA E DESCARGA	52
2.5.1	Corrente Constante (CC)	53
2.5.2	Tensão Constante (CV)	53
2.5.3	Corrente Constante com Tensão Constante (CC-CV)	54
2.5.4	Carga Flutuante (FC)	54
2.5.5	Multiestágio de Corrente Constante (MSCC)	55
2.5.6	Corrente Pulsada	55
2.6	SÍNTESE DO CAPÍTULO	58
3	MODELAGEM DO SISTEMA DE ARMAZENAMENTO EM BATERIAS	59
3.1	TOPOLOGIA DE BATERIA	59
3.2	TOPOLOGIA DO ARRANJO DE BATERIAS COM CONVERSOR INTEGRADO	61

3.3	TOPOLOGIA DO SISTEMA DE CONVERSÃO DE POTÊNCIA (PCS)	65
3.3.1	Conversor Bidirecional <i>boost-buck</i>	66
3.3.2	Conversor Trifásico (VSC)	67
3.3.3	Filtro LCL	68
3.4	PROJETO DOS CONTROLADORES DO SISTEMA DE CONVERSÃO DE ENERGIA	69
3.4.1	Círculo de Sincronismo	69
3.4.2	Modulação Vetorial	72
3.4.3	Projeto do Controlador do Conversor Bidirecional <i>boost-buck</i>	73
3.4.4	Projeto dos Controladores do Inversor Trifásico	77
3.5	SÍNTESE DO CAPÍTULO	81
4	ESTRATÉGIAS DE BALANCEAMENTO DO ESTADO DE CARGA	83
4.1	IMPLEMENTAÇÃO DAS ESTRATÉGIAS EM SISTEMAS DE BATERIAS COM CONVERSORES INTEGRADOS	83
4.2	ANÁLISE MATEMÁTICA DO BALANCEAMENTO COM GANHO CONSTANTE	85
4.3	ANÁLISE MATEMÁTICA DO BALANCEAMENTO COM GANHO ADAPTATIVO	88
4.4	SÍNTESE DO CAPÍTULO	91
5	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	93
5.1	PARÂMETROS DE SIMULAÇÃO DO SISTEMA	93
5.2	AVALIAÇÃO DOS MÉTODOS DE BALANCEAMENTO DO ESTADO DE CARGA	94
5.3	AVALIAÇÃO DO SISTEMA DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA EM BATERIAS COM CONVERSOR INTEGRADO	96
5.4	AVALIAÇÃO COMPARATIVA DAS OPERAÇÕES EM CORRENTE PULSADA E CORRENTE CONTÍNUA	102
5.5	SÍNTESE DO CAPÍTULO	104
6	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	106
6.1	PARÂMETROS DO SISTEMA EXPERIMENTAL	106
6.2	SISTEMA DE COMUNICAÇÃO ENTRE O TYPHOON HIL E O DSP	108
6.3	AVALIAÇÃO DOS MÉTODOS DE BALANCEAMENTO DO ESTADO DE CARGA	110
6.4	AVALIAÇÃO DO DESEMPENHO DO PCS	111
6.5	SÍNTESE DO CAPÍTULO	115
7	CONSIDERAÇÕES FINAIS	116
7.1	TRABALHOS FUTUROS	117

REFERÊNCIAS	118
APÊNDICE A – TRANSFORMAÇÕES DE CLARKE E PARK	129
APÊNDICE B – TYPHOON HIL	131
APÊNDICE C – CARACTERÍSTICAS DO DSP	136
Biografia do Autor	138

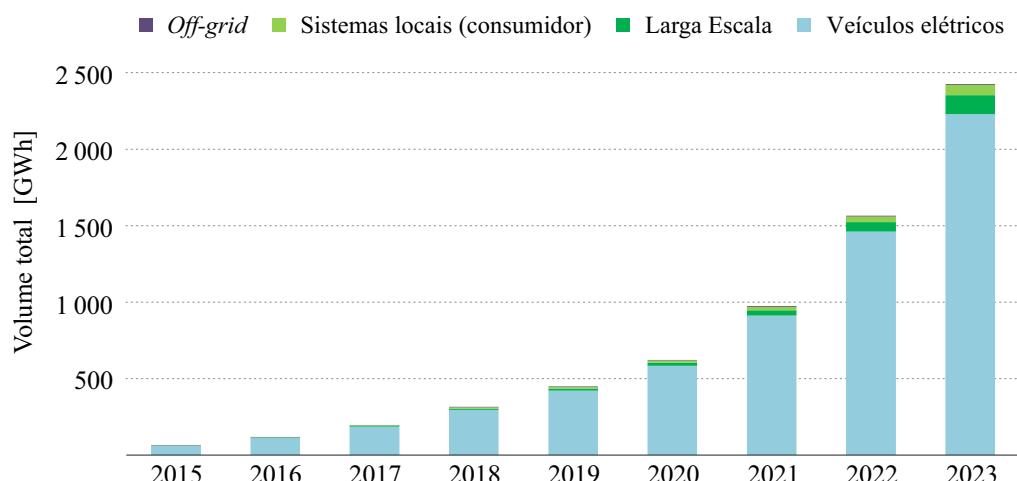
1 INTRODUÇÃO

1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO

Nos últimos anos, a crescente preocupação com os impactos ambientais tem impulsionado uma transformação significativa no setor energético global. Um dos principais motivadores dessa mudança é a necessidade de reduzir a dependência de combustíveis fósseis, que estão diretamente associados à emissão de gases de efeito estufa e ao agravamento das mudanças climáticas (KURBATOVÁ; PEREDERII, 2020). Nesse contexto, as tecnologias baseadas em fontes renováveis, como as energias solar fotovoltaica e a eólica, têm se destacado como soluções promissoras para atender à crescente demanda energética de forma limpa e descentralizada. Além disso, o setor de mobilidade tem acompanhado essa transição com a rápida expansão dos Veículos Elétricos (VEs), que surgem como alternativa sustentável aos veículos movidos a combustíveis fósseis (KUMAR *et al.*, 2023).

Nesse cenário, a expansão das fontes renováveis e da mobilidade elétrica tem impulsionado diretamente a demanda por Sistema de Armazenamento de Energia em Baterias (do inglês, *Battery Energy Storage System*) (BESS), com destaque para as baterias de íons de lítio (STROE *et al.*, 2016). De acordo com a *International Energy Agency* (IEA), o volume total de uso de baterias no setor energético ultrapassou 2400 GWh em 2023, representando um aumento de quatro vezes em relação ao ano de 2020 (IEA, 2024). Esse avanço foi fortemente impulsionado pela penetração dos VE, que representam mais de 90% do crescimento no uso de baterias entre 2015 e 2023. A Figura 1 ilustra esse crescimento, destacando o protagonismo das baterias aplicadas em VE, mas também evidenciando o aumento das aplicações conectadas à rede elétrica e em sistemas residenciais e industriais, nos quais o armazenamento é instalado no local de consumo para maior autonomia.

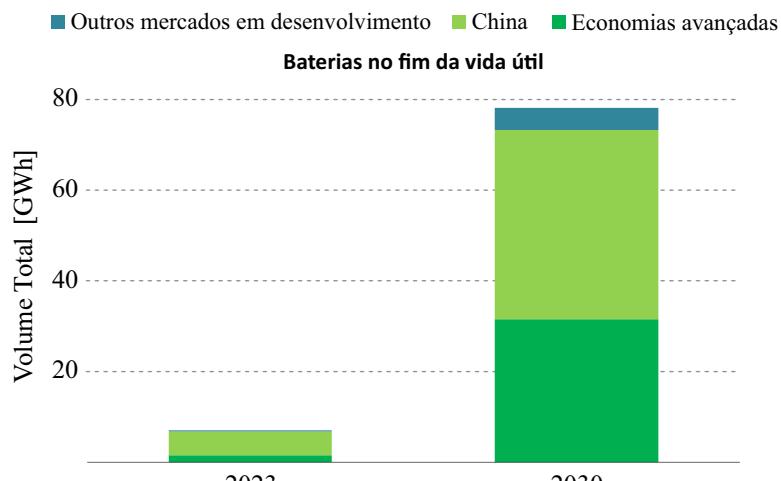
Figura 1 – Volumes de baterias de íons de lítio em uso por tipo de aplicação no setor energético global, entre 2015 e 2023.



Fonte: Adaptado de IEA (2024).

Apesar de essenciais para a transição energética, as baterias de íons de lítio em VE enfrentam um desafio ao chegarem ao fim de vida automotivo. Normalmente, considera-se que elas devem ser substituídas quando o Estado de Saúde (do inglês, *State of Health*) (SOH) cai para 70–80%, embora esse limite seja apenas convencional. Segundo (ETXANDI-SANTOLAYA *et al.*, 2023), a degradação reduz a autonomia, limita a potência necessária para aceleração e frenagem regenerativa e aumenta os riscos térmicos. Assim, a bateria deixa de atender aos requisitos de desempenho e, por isso, deixa de ser adequada ao uso automotivo. No entanto, essas baterias ainda conservam uma quantidade significativa de energia armazenável, o que abre possibilidades para sua reutilização em aplicações estacionárias (CHENG *et al.*, 2022). De acordo com a projeção publicada pela IEA, ilustrada na Figura 2, estima-se que em 2030, aproximadamente 80 GWh de baterias tenham encerrado sua vida útil automotiva, representando o início de um desafio crescente relacionado ao descarte adequado desses dispositivos. Embora a reciclagem seja uma possível solução, ela ainda enfrenta dificuldades econômicas, técnicas e logísticas, principalmente em relação às baterias com menor potencial de reaproveitamento (MARTINEZ-LASERNA *et al.*, 2018). Nesse contexto, as baterias de segunda vida surgem como uma alternativa para prolongar a utilização desses dispositivos.

Figura 2 – Volumes anuais de baterias de veículos elétricos com potencial de reciclagem por região, 2023 e 2030.



Fonte: Adaptado de IEA (2024).

A utilização de baterias de segunda vida em sistemas estacionários de armazenamento de energia tem sido uma das propostas alternativas para ampliar a aplicação desses dispositivos após o uso automotivo. Essa estratégia permite reduzir o impacto ambiental associado ao descarte prematuro, contribuindo para um uso mais eficiente dos recursos e para a redução da demanda por novas matérias-primas na sua fabricação (ZHAO *et al.*, 2021b). No entanto, um dos principais desafios associados a essa abordagem são as diferenças entre as baterias reaproveitadas, uma vez que cada módulo passou por

diferentes níveis de uso, carga, temperatura e ciclos de operação (SHAHJALAL *et al.*, 2022). Essas variações comprometem o desempenho do conjunto quando as células são conectadas em arquiteturas convencionais, podendo resultar em desequilíbrios de carga, ineficiência energética e risco de falhas prematuras (LAWDER *et al.*, 2014). Isso evidencia a necessidade de soluções tecnológicas que permitam o uso seguro dessas baterias em sistemas estacionários.

Diante da diversidade de condições em que as baterias de segunda vida são recuperadas, torna-se necessário implementar estratégias de balanceamento e controle que garantam não apenas a operação segura do sistema, mas também o aproveitamento máximo dos recursos ainda disponíveis nessas unidades. Quando células com diferentes níveis de capacidade, resistência interna e degradação são conectadas em série, a célula com menor Estado de Carga (do inglês, *State of Charge*) (SOC) atinge primeiro o limite inferior de tensão durante a descarga, interrompendo o processo antes que as demais possam liberar toda a sua energia. Da mesma forma, durante a carga, a célula com maior estado de carga atinge antecipadamente o limite superior de tensão, impedindo que as outras sejam totalmente carregadas. Esse desbalanceamento compromete o desempenho global, acelerando o envelhecimento de unidades mais saudáveis e reduzindo a energia utilizável do sistema (OMARIBA; ZHANG; SUN, 2019). O balanceamento do SOC busca reduzir esse problema, igualando os níveis do estado de carga entre as células para permitir o uso de toda a capacidade disponível no conjunto (PARK *et al.*, 2020). No entanto, as técnicas convencionais, que atuam apenas sobre pequenos desvios de tensão ou SOC, ou que envolvem perda de energia por dissipação, mostram-se insuficientes em cenários com grande diferença entre as células. Para superar essas limitações, têm sido propostas arquiteturas baseadas em Baterias com Conversores Integrados (BCIs), nas quais cada célula ou módulo é acoplado a um conversor de potência que permite o controle individualizado dos fluxos de carga e descarga (KASPER; BORTIS; KOLAR, 2014; CORREA; MAIA; FILHO, 2023; SUI *et al.*, 2024; PEIXOTO, 2025).

A arquitetura com BCI viabiliza o uso de estratégias alternativas de balanceamento, superando as limitações dos métodos tradicionais ao permitir o controle da corrente aplicada a cada célula ou módulo (CAO; SCHOFIELD; EMADI, 2008). Além disso, essa capacidade de controle individualizado torna possível empregar técnicas mais sofisticadas de gerenciamento dos fluxos de carga e descarga, adaptadas às características físicas e eletroquímicas de cada unidade (LI; HAN, 2016). Nesse contexto, torna-se viável aplicar perfis de corrente não convencionais, explorando dinâmicas de operação que seriam inviáveis em arquiteturas tradicionais. Um exemplo é a operação em corrente pulsada, que consiste na modulação da corrente por meio de pulsos controlados ao longo dos ciclos de operação. A estrutura com BCI favorece diretamente essa aplicação, uma vez que a presença dos interruptores permite desabilitar temporariamente unidades específicas sem comprometer o funcionamento do conjunto (KULKARNI; TEODORESCU, 2023). Essa técnica pode

reduzir a temperatura operacional, suavizar o aumento da resistência interna, preservar a capacidade e melhorar a eficiência energética das baterias. Tais benefícios têm sido observados de forma consistente em diferentes estudos, reforçando o potencial da corrente pulsada como alternativa para prolongar a vida útil dos BESS (JIN *et al.*, 2022; HUANG *et al.*, 2023).

Apesar dos benefícios associados à aplicação da arquitetura de BCI em conjunto com a operação em corrente pulsada, a utilização de baterias de segunda vida pode introduzir desafios significativos. A comutação cíclica necessária para desabilitar ou reconectar células durante o balanceamento, aliada aos perfis pulsados de corrente, pode provocar distorções na forma da corrente, impactando diretamente a qualidade da energia fornecida. Além disso, este modo operacional pode intensificar a geração de harmônicos e flutuações na potência injetada, exigindo estratégias de controle mais sofisticadas e compatíveis com os requisitos de estabilidade e confiabilidade dos sistemas elétricos. Esses fatores evidenciam a importância de uma análise integrada entre o comportamento do arranjo com BCIs e os efeitos decorrentes de sua operação quando conectado à rede, tanto no fornecimento de energia quanto durante o processo de armazenamento.

1.2 MOTIVAÇÃO

A crescente demanda por sistemas de armazenamento de energia, impulsionada pela expansão das fontes renováveis e dos veículos elétricos, tem reforçado a importância das baterias de íons de lítio como tecnologia chave na transição energética. No entanto, o descarte prematuro dessas baterias ao atingirem o fim de sua vida útil automotiva representa um desafio ambiental e econômico significativo.

Nesse cenário, a reutilização de baterias em aplicações estacionárias surge como uma alternativa para aproveitar a energia remanescente desses dispositivos. Entretanto, as diferenças eletroquímicas entre as células descartadas inviabilizam seu uso direto em arquiteturas convencionais, exigindo novas abordagens de controle e gerenciamento. A adoção da arquitetura de BCI tem se mostrado uma solução viável para contornar essas limitações, ao permitir o controle individualizado de cada célula ou módulo. Esse conceito viabiliza estratégias avançadas de equalização, além de permitir a aplicação de técnicas alternativas de carregamento e descarregamento, como a operação em corrente pulsada.

Apesar dos avanços recentes na área, grande parte dos estudos envolvendo BCIs concentra-se apenas no comportamento interno do banco de baterias, com ênfase na eficiência das estratégias de balanceamento e no controle individual das células. No entanto, poucos trabalhos analisam os impactos da operação dessas arquiteturas quando integradas ao Sistema de Conversão de Potência (do inglês, *Power Conversion System*) (PCS) e conectadas à rede elétrica. A ausência dessa avaliação representa uma lacuna relevante, especialmente no que se refere aos efeitos do balanceamento e da aplicação de corrente

pulsada sobre o barramento corrente contínua (c.c.)¹ e a qualidade da potência fornecida à rede, incluindo oscilações nos fluxos de potência ativa e reativa. Além disso, observa-se uma escassez de abordagens analíticas que permitam compreender, de forma abrangente a influência dos parâmetros físicos das células como capacidade, ciclo de trabalho e estado de carga sobre o tempo e a dinâmica do processo de balanceamento.

Diante desses pontos, o objetivo central desta dissertação é implementar e validar estratégias de balanceamento voltadas ao uso de baterias de segunda vida em sistemas com BCIs, explorando a operação em corrente pulsada e propondo uma nova técnica de balanceamento. Inicialmente, avalia-se uma estratégia com ganho constante, consolidada na literatura, com o intuito de estabelecer uma referência de desempenho. Em seguida, propõe-se uma abordagem alternativa baseada em ganho adaptativo, ajustado de acordo com o estado de cada célula, visando melhorar o tempo de equalização. A investigação também se estende à interação entre as BCIs e o PCS em um ambiente conectado à rede elétrica, com o objetivo de analisar os efeitos da comutação durante o balanceamento e da aplicação da corrente pulsada sobre a estabilidade do sistema, como distorções na forma de onda da corrente e variações na potência entregue ou absorvida da rede.

1.3 OBJETIVOS

A presente dissertação tem como objetivo o estudo e desenvolvimento de estratégias de controle e balanceamento aplicadas a sistemas de armazenamento com baterias de segunda vida utilizando BCIs. Dentre os principais objetivos, pode-se citar:

- Desenvolver um BESS baseado no conceito de BCI, como solução para o gerenciamento individualizado de células com diferentes capacidades e SOC;
- Empregar a operação em corrente pulsada como técnica de carregamento e descarregamento, uma abordagem já consolidada na literatura por contribuir para a redução do estresse eletroquímico, a mitigação da degradação e o aumento da vida útil das células;
- Propor um algoritmo adaptativo de balanceamento do SOC aplicado a BCIs, comparando seu desempenho com a abordagem tradicional de ganho constante amplamente utilizada na literatura;
- Realizar a modelagem matemática das estratégias de balanceamento, fornecendo uma base analítica para a análise do seu comportamento dinâmico;

¹ Neste trabalho, a abreviação c.c. é utilizada para indicar corrente contínua, enquanto CC é utilizada para indicar a técnica de carga e descarga em Corrente Constante.

- Avaliar os impactos das estratégias de balanceamento e da operação em corrente pulsada no barramento c.c., bem como na potência ativa e reativa entregue à rede, tanto durante a equalização quanto em regime permanente;
- Avaliar os efeitos da operação em corrente pulsada sobre a qualidade da energia fornecida, verificando se as variações introduzidas por essa técnica são significativas em comparação com a abordagem convencional de Corrente Constante (CC).

Para alcançar os objetivos propostos, esta dissertação faz uso de modelagem matemática, simulações computacionais no *software* PLECS e validação experimental em uma plataforma *Hardware-in-the-Loop* (HIL), baseada no modelo Typhoon HIL 606 e em duas unidades do Processador Digital de Sinais (do inglês, *Digital Signal Processor*) (DSP) LAUNCHXL-F28379D.

1.4 PRODUÇÕES CIENTÍFICAS RESULTANTES DA PESQUISA

Como resultado desta pesquisa, foram produzidos três artigos. O primeiro foi publicado em periódico científico internacional de alto impacto, com corpo editorial qualificado e indexação na base *IEEE Xplore*.

O segundo foi apresentado no XI Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos, tendo sido premiado com menção honrosa na categoria “Artigos de Mestrado”, destacando-se entre os melhores trabalhos acadêmicos apresentados no evento.

Um terceiro artigo também foi submetido ao *Seminar on Power Electronics and Control* (SEPOC) 2025 e atualmente encontra-se em processo de avaliação.

- [1] CARELLI, E. A.; ALMEIDA, P. M.; CUPERTINO, A. F.; PEREIRA, H. A.; TEO-DORESCU, R. Pulsed Current Operation and Adaptive State-of-Charge Balancing for Smart Battery Energy Storage Systems. *IEEE Access*, v. 13, p. 103898–103912, 2025. DOI: 10.1109/ACCESS.2025.3579313.
- [2] CARELLI, E. A.; ALMEIDA, P. M.; CUPERTINO, A. F. Impacto da Operação em Corrente Pulsada em Sistemas de Armazenamento de Energia em Baterias com Conversor Integrado. In: *Anais do Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos (SBSE)*, 2025, São João del-Rei, MG.
- [3] CARELLI, E. A.; ALMEIDA, P. M.; CUPERTINO, A. F.; PEREIRA, H. A.; TEO-DORESCU, R. Benchmarking and Analysis of Smart Battery Pack Architectures. Artigo submetido ao *Seminar on Power Electronics and Control (SEPOC)*, 2025, Balneário Camboriú, SC.

1.5 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

Esta dissertação está organizada em oito capítulos, os quais descrevem as etapas de desenvolvimento, modelagem, controle e validação experimental de um BESS baseado em BCIs. O sistema proposto adota estratégias de carga e descarga em corrente pulsada, além de técnicas de balanceamento adaptativo do estado de carga.

No Capítulo 1 foi apresentada a contextualização do tema, destacando os desafios relacionados ao reaproveitamento de baterias de segunda vida, a motivação para a adoção de arquiteturas com conversores integrados, os objetivos e as contribuições científicas decorrentes da pesquisa.

No Capítulo 2 é apresentada a fundamentação teórica necessária para o desenvolvimento desta dissertação. São discutidos os principais conceitos sobre tecnologias de armazenamento de energia, sistemas de gerenciamento de baterias, arquiteturas de BCI, técnicas de balanceamento do SOC e estratégias de carregamento, com ênfase na operação em corrente pulsada.

O Capítulo 3 apresenta a modelagem do BESS proposto, descrevendo a topologia adotada, o modelo baseado em BCI e a estrutura do PCS. Além disso, o capítulo detalha o projeto dos controladores responsáveis pela operação do sistema, incluindo o circuito de sincronismo, a técnica de modulação vetorial e os controles de potência ativa, potência reativa e tensão do barramento c.c., bem como as malhas internas aplicadas aos conversores.

No Capítulo 4 são apresentadas em detalhe as estratégias de balanceamento do estado de carga com ganho constante e com ganho adaptativo, abordando suas implementações em sistemas com BCIs e respectivas análises matemáticas.

No Capítulo 5 são apresentados os resultados das simulações realizadas para avaliar o desempenho do sistema proposto, tanto em relação ao balanceamento do estado de carga quanto à operação do PCS. Também é realizado um comparativo entre a operação em corrente pulsada e a operação CC, destacando os impactos de cada abordagem sobre as potências do sistema.

O Capítulo 6 traz os resultados experimentais obtidos com a implementação prática do sistema. São apresentados os parâmetros experimentais, a integração entre o Typhoon HIL e o DSP, e a validação das estratégias propostas em ambiente real.

Por fim, o Capítulo 7 apresenta as conclusões gerais deste trabalho e sugestões para trabalhos futuros.

Além disso, os apêndices fornecem informações complementares, incluindo conceitos sobre representações em coordenadas síncronas, detalhes do uso do Typhoon HIL e informações técnicas sobre o DSP utilizado.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

O crescente avanço na área de sistemas de armazenamento de energia tem impulsionado a adoção de tecnologias mais eficientes, capazes de atender às exigências de desempenho, confiabilidade e compatibilidade com fontes renováveis intermitentes. Nesse contexto, a compreensão dos fundamentos teóricos que envolvem o armazenamento de energia, os sistemas de gerenciamento de baterias e as estratégias de controle torna-se essencial para o desenvolvimento de soluções mais eficazes.

Neste capítulo, são apresentados os principais conceitos relacionados ao funcionamento e gerenciamento de sistemas de armazenamento de energia baseados em baterias. Inicialmente, são discutidas as tecnologias de armazenamento mais relevantes, com destaque para os sistemas eletroquímicos. Em seguida, é abordado o funcionamento do Sistema de Gerenciamento de Baterias (do inglês, *Battery Management System*) (BMS), suas diferentes arquiteturas e funcionalidades. São também exploradas as BCIs, que ampliam as possibilidades de controle individual das células. Além disso, são descritas as técnicas de balanceamento do SOC, tanto passivas quanto ativas, e as estratégias de carregamento e descarregamento, incluindo a operação em corrente pulsada. Essas bases teóricas são fundamentais para a compreensão e o desenvolvimento das metodologias propostas nos capítulos seguintes.

2.1 TECNOLOGIA DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA

O armazenamento de energia elétrica consiste na conversão de energia elétrica em outra forma de energia, permitindo seu armazenamento e posterior reconversão em energia elétrica quando necessário. Os sistemas de armazenamento podem ser classificados de acordo com a forma de energia armazenada, podendo ser mecânicos, eletroquímicos, elétricos, químicos ou térmicos (ARGYROU; CHRISTODOULIDES; KALOGIROU, 2018). A Figura 3 ilustra algumas tecnologias de armazenamento de energia, classificadas de acordo com a forma de energia armazenada.

A avaliação das tecnologias de armazenamento de energia pode ser feita com base em critérios como eficiência e densidade de energia. A escolha do método de armazenamento é definida conforme a aplicação, considerando-se o tipo de serviço prestado e o tempo de utilização. A Figura 4 apresenta três gráficos comparativos que permitem analisar o desempenho e a viabilidade de diferentes tecnologias de armazenamento.

Na Figura 4(a), observa-se a relação entre a eficiência energética e o ciclo de vida de cada tecnologia, em que um ciclo é definido como uma carga e uma descarga completas. Tecnologias como os sistemas eletromecânicos e eletromagnéticos se destacam por combinarem alta eficiência com longa durabilidade, tornando-se atrativas para aplicações que exigem confiabilidade ao longo do tempo. Já as eletroquímicas, embora eficientes, tendem

Figura 3 – Classificação das tecnologias de armazenamento de energia pela forma de energia armazenada.



Fonte: Adaptado de Argyrou, Christodoulides e Kalogirou (2018).

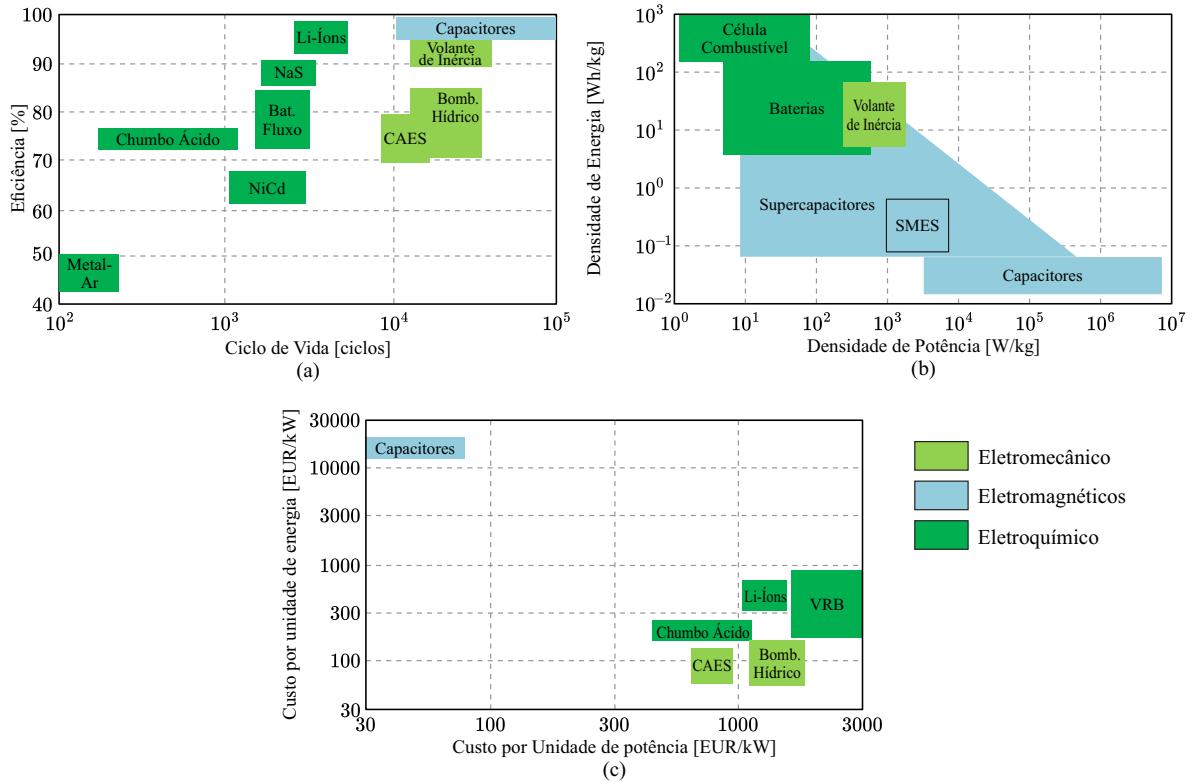
a ter vida útil mais limitada, o que pode afetar sua viabilidade em usos prolongados.

A Figura 4(b) relaciona a densidade de energia (Wh/kg) com a densidade de potência (W/kg). Tecnologias como os supercapacitores e os capacitores eletroquímicos possuem alta densidade de potência, sendo capazes de fornecer energia rapidamente, embora com menor capacidade total de armazenamento. Em contraste, sistemas como as baterias de fluxo ou as células combustíveis oferecem maior densidade de energia, adequadas para armazenar grandes quantidades de energia por longos períodos.

Por fim, a Figura 4(c) compara o custo por unidade de energia e de potência. Essa análise é essencial na escolha da tecnologia, pois mostra o equilíbrio entre o investimento necessário e a capacidade de suprir uma determinada demanda. Tecnologias como o Sistema de Armazenamento de Energia por Ar Comprimido (do inglês, *Compressed Air Energy Storage*) (CAES) e a bomba hidráulica apresentam menor custo por unidade de energia, mas sua aplicação depende de condições geográficas e estruturais específicas. Já soluções como baterias de íons de lítio e supercapacitores apresentam custos mais elevados, mas oferecem maior flexibilidade de instalação e operação, além de desempenho superior em aplicações que requerem rápida resposta.

Dentre as diversas formas de armazenamento de energia, destaca-se o BESS, que se diferencia pela conversão direta de energia química em elétrica, permitindo ciclos rápidos de carga e descarga. Seu uso abrange desde aplicações estacionárias, como suporte à rede elétrica, até aplicações móveis, como veículos elétricos e dispositivos portáteis. Além da alta eficiência energética e tempos de resposta curtos, o BESS contribui para a regulação de frequência, suavização de variações de carga, integração de fontes renováveis intermitentes, como solar e eólica, e suporte ao processo de *Black Start*, no qual fornece energia inicial

Figura 4 – Comparação entre tecnologias de armazenamento de energia: (a) Eficiência em função do ciclo de vida; (b) Densidade de potência em relação à densidade de energia; (c) Custos por unidade de potência e por unidade de energia.



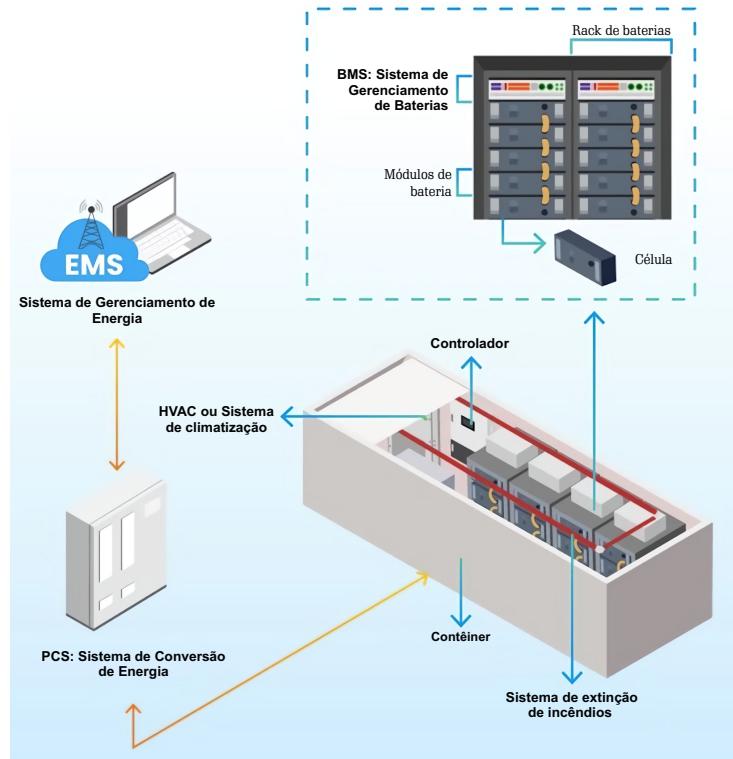
Fonte: Adaptado de Rufer (2017).

necessária para religar usinas geradoras e restabelecer o fornecimento de energia após uma queda total da rede, sem depender de fontes externas (ZHAO *et al.*, 2021a). Nos sistemas elétricos, ele auxilia na estabilização da rede, armazenando energia excedente em períodos de baixa demanda e liberando-a nos momentos de maior necessidade. Além disso, reduz a dependência de combustíveis fósseis, promovendo uma matriz energética mais sustentável (HANNAN *et al.*, 2021).

De forma geral, o BESS é composto por quatro principais subsistemas. O banco de baterias é responsável por armazenar energia. O BMS controla e monitora os parâmetros das baterias durante a operação. O PCS é responsável pela conversão entre diferentes formas de energia elétrica, possibilitando tanto a transformação de corrente contínua em corrente alternada quanto o ajuste de níveis de tensão em corrente contínua, de acordo com os requisitos da aplicação. Já o Sistema de Gerenciamento de Energia (do inglês, *Energy Management System*) (EMS) supervisiona e otimiza o funcionamento do BESS e seus dispositivos (CAMPOS *et al.*, 2022). Além disso, o BESS inclui componentes auxiliares, como o sistema de Aquecimento, Ventilação e Ar-Condicionado (do inglês, *Heating, Ventilation, and Air Conditioning*) (HVAC) e o sistema de extinção de incêndio.

A Figura 5 ilustra a disposição desses componentes dentro de um contêiner típico de um BESS.

Figura 5 – Componentes do sistema de armazenamento em baterias.



Fonte: Adaptado de INEL - Innovative Energy (2025).

O funcionamento das baterias está diretamente relacionado às reações eletroquímicas que ocorrem em suas células, unidades responsáveis pela conversão de energia química em elétrica. Cada célula normalmente é composta por quatro elementos: eletrodos (ânodo e cátodo), eletrólito e o separador (QUINTERO *et al.*, 2021). Durante a descarga, o ânodo libera elétrons por meio de uma reação de oxidação, enquanto o cátodo os absorve em uma reação de redução; no processo de recarga, esses papéis se invertem (XIONG; DUFEK; GERING, 2018). O desempenho da bateria depende diretamente da escolha dos materiais empregados nos eletrodos, uma vez que as reações eletroquímicas ocorrem nas superfícies de contato. No ânodo, são valorizadas propriedades como alta condutividade elétrica, estabilidade química e baixo custo. O cátodo, por sua vez, deve ser quimicamente estável, apresentar bom potencial de operação e atuar como um agente oxidante eficiente. Além disso, o eletrólito também deve ser considerado, pois garante o transporte iônico entre os eletrodos e influencia diretamente a estabilidade, a segurança e a faixa de operação eletroquímica da célula (HORIBA, 2014).

As baterias podem ser classificadas em descartáveis (primárias) e recarregáveis (secundárias). As primárias são projetadas para uso único, já que suas reações químicas não são reversíveis. Dentro dessa categoria, destacam-se também as baterias de reserva,

um tipo especial de bateria que permanece inativa até o momento da ativação, o que lhes confere uma longa vida útil em estado de armazenamento. Por outro lado, as secundárias permitem vários ciclos de carga e descarga, sendo ideais para aplicações de longa duração (LINDEN; REDDY, 2002). Entre os modelos não recarregáveis, destacam-se as baterias de zinco-carbono, alcalinas, zinco-ar, zinco-óxido de prata, lítio metálico e as próprias baterias de reserva. Já entre as recarregáveis, figuram tecnologias como chumbo-ácido, níquel-cádmio (Ni-Cd), níquel-hidreto metálico (Ni-MH), íons de lítio (Li-Ion) e polímero de lítio (LiPo) (RUFER, 2017).

Entre as tecnologias de baterias recarregáveis, as de fosfato de ferro e lítio (LiFePO_4) têm se destacado por sua segurança, estabilidade térmica, vida útil prolongada e baixa toxicidade (JUNG; JUNG, 2016). Embora apresente densidade de energia inferior às demais químicas de íons de lítio, a bateria LiFePO_4 destaca-se por sua elevada estabilidade térmica, além de oferecer maior segurança operacional em comparação a outras composições (ZHANG *et al.*, 2023). Mesmo após longos períodos em repouso, mantém baixa taxa de autodescarga, variação mínima entre células e degradação gradual da capacidade, com crescimento controlado da resistência interna, características que garantem vida útil estendida mesmo sob condições severas de temperatura e estado de carga (SUI *et al.*, 2021). Essas qualidades tornam a tecnologia especialmente atrativa para aplicações estacionárias como os BESS.

Diante do cenário atual de transição energética e da crescente presença de fontes renováveis intermitentes, os sistemas de armazenamento de energia assumem um papel cada vez mais importante na modernização das redes elétricas. Tecnologias como o BESS têm se mostrado soluções flexíveis, capazes de atender a diferentes necessidades, tanto em ambientes residenciais quanto em larga escala. Por isso, entender as particularidades, os benefícios e as limitações de cada tecnologia é essencial para viabilizar soluções que contribuam para superar os desafios do setor elétrico.

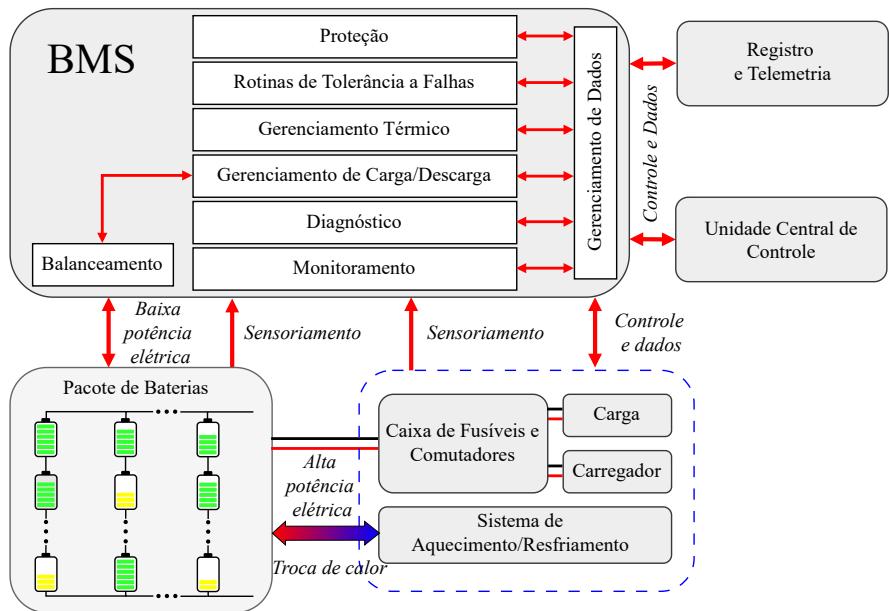
2.2 SISTEMA DE GERENCIAMENTO DE BATERIAS

O BMS é o sistema de controle responsável por monitorar e gerenciar o funcionamento das baterias, garantindo que suas células operem dentro de limites seguros de tensão, corrente e temperatura, de modo a evitar condições como sobrecarga, descarga profunda e aquecimento excessivo (GABBAR; OTHMAN; ABDUSSAMI, 2021). Além de assegurar a operação segura, o BMS pode incorporar diversas funcionalidades que auxiliam no aumento da eficiência e a vida útil do sistema.

Entre as principais funções do BMS, destaca-se o controle de carregamento em modo de Corrente Constante com Tensão Constante (do inglês, *Constant Current–Constant Voltage*) (CC-CV), além de suportar outras estratégias, como carregamento em corrente pulsada, CC e Tensão Constante (do inglês, *Constant Voltage*) (CV). O BMS também

pode atuar como regulador de tensão, limitando o valor em cada célula por meio do desvio de parte da corrente de carga quando o limite superior é atingido. Além disso, pode funcionar como medidor, registrando parâmetros como tensão, corrente e temperatura, ou como monitor, acompanhando o comportamento da bateria ao longo do tempo e comunicando-se com sistemas externos (ANDREA, 2010). Outras funcionalidades incluem os balanceadores, que equalizam o estado de carga entre as células, promovendo melhor desempenho e aumento da vida útil, e os protetores, que interrompem o processo de carga ou descarga em situações críticas, como sobrecarga, descarga excessiva ou superaquecimento (ANDREA, 2010). A Figura 6 ilustra a interação do BMS com o pacote de baterias e os subsistemas auxiliares.

Figura 6 – Diagrama de interação do BMS com o pacote de baterias e subsistemas auxiliares.



Fonte: Adaptado de Barreras *et al.* (2015).

Outra função desempenhada pelo BMS é a estimativa do SOC e do SOH. O SOC representa o nível de carga disponível da bateria em relação à sua capacidade nominal, expressa geralmente como uma porcentagem da capacidade total disponível (MARQUES, 2014). Já o SOH indica o grau de envelhecimento da bateria, refletindo sua capacidade de armazenar e fornecer energia comparada ao início da sua vida útil (POP *et al.*, 2008). Como essas grandezas não são diretamente mensuráveis, o BMS utiliza métodos de estimativa baseados em modelos elétricos, como circuitos equivalentes, contagem de coulombs e medições de tensão em repouso ou durante pulsos de corrente (BOLSI *et al.*, 2024).

Mais recentemente, técnicas baseadas em filtros de Kalman estendido e adaptativo vêm ganhando destaque por sua capacidade de combinar medições com modelos dinâmicos da bateria, oferecendo maior robustez frente às variações operacionais (SILVA,

2022). Além disso, a aplicação de métodos orientados por dados, como redes neurais e algoritmos de aprendizado de máquina, tem se mostrado promissora na estimativa do SOH, principalmente devido à sua capacidade de capturar relações não lineares entre os dados de operação e os parâmetros de envelhecimento (TORRES *et al.*, 2022; CHEN *et al.*, 2023; ALHAKEM; RASHID, 2023). Essas técnicas contribuem para a antecipação de falhas, otimização do uso da bateria e planejamento de manutenção, consolidando-se como elementos centrais na evolução dos sistemas de gerenciamento de energia.

Para que o BMS execute suas funções, é necessário que disponha de medições precisas das variáveis elétricas e térmicas da bateria. Essas medições são obtidas por meio de circuitos de aquisição que capturam, em tempo real, sinais de tensão, corrente e temperatura, utilizando sensores resistivos, sensores de efeito Hall e termistores (ANDREA, 2010). A forma como esses sinais são coletados caracteriza a tecnologia do sistema, que pode ser analógica ou digital. Nos sistemas analógicos, as medições são processadas diretamente por circuitos dedicados, oferecendo resposta rápida, porém com menor flexibilidade (MARQUES, 2014). Já nos sistemas digitais, os sinais dos sensores são convertidos por Conversores Analógico-Digitais (do inglês, *Analog-to-Digital Converters*) (ADCs) e processados por microcontroladores ou DSPs, o que permite maior capacidade de processamento e a implementação de algoritmos avançados, como filtros e modelos adaptativos (SUNG; SHIN, 2015).

O BMS pode se classificar segundo a sua arquitetura de instalação, sendo considerados não distribuídos quando todo o sistema de controle e monitoramento está concentrado em uma única unidade, ou distribuídos quando os componentes de medição e controle são alocados junto a cada célula ou a subconjuntos de células (OLIVEIRA, 2023). Essa distinção impacta diretamente o projeto do sistema, afetando aspectos como custo total, confiabilidade, complexidade de instalação e manutenção, além da precisão das medições realizadas.

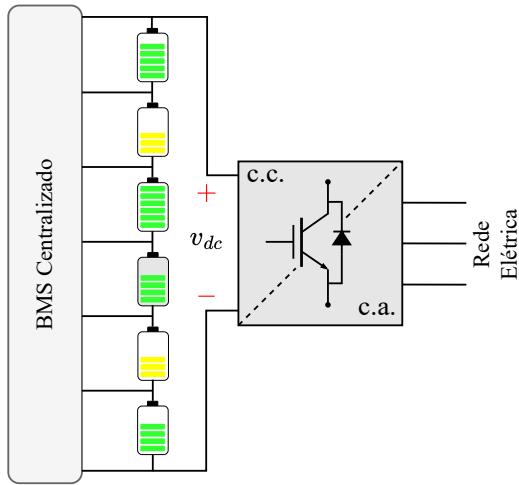
Dentro dessa classificação, os BMS podem ser subdivididos, conforme o grau de distribuição e a organização funcional, sendo eles: centralizado, modular, mestre-seguidor e distribuído.

2.2.1 BMS Centralizado

O BMS centralizado é implementado integralmente em um único módulo físico, responsável por realizar todas as funções de monitoramento, controle e proteção da bateria. A conexão com as células é feita por meio de um feixe de fios que parte desse módulo e se estende até os terminais das células, centralizando todas as medições e comandos em um único ponto (ANDREA, 2010). A Figura 7 ilustra essa arquitetura.

Essa arquitetura apresenta diversas vantagens, como a estrutura compacta do sistema, o menor custo de produção (já que a eletrônica permanece concentrada em uma

Figura 7 – Arquitetura de BMS centralizado.



Fonte: Adaptado de Oliveira (2023).

única unidade) e a simplicidade nas ações de manutenção, diagnóstico e substituição, que se limitam a um único conjunto. Trata-se de uma solução bastante utilizada em sistemas com menor número de células e em aplicações onde o custo e a simplicidade de instalação são fatores determinantes (BERGVELD; KRUIJT; NOTTEN, 2002).

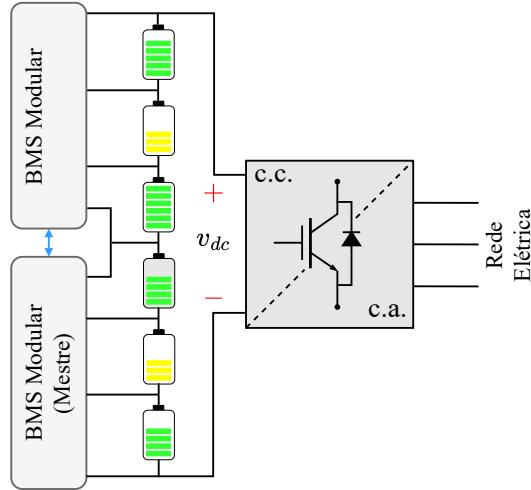
2.2.2 BMS Modular

O BMS do tipo modular apresenta uma arquitetura semelhante à do modelo centralizado, com a diferença de que suas funções são distribuídas entre diversos módulos idênticos, cada um responsável por monitorar um subconjunto das células da bateria. Em geral, um dos módulos é designado como mestre, encarregado da coordenação do sistema e da comunicação com módulos subordinados e com sistemas externos. A troca de informações entre os módulos ocorre por meio de um canal de comunicação dedicado (ANDREA, 2010). A Figura 8 ilustra essa arquitetura.

Essa topologia oferece maior flexibilidade de instalação, permitindo posicionar os módulos próximos às células que monitoram, o que facilita o gerenciamento dos cabos e reduz seu comprimento. Além disso, a expansão do sistema é simples, bastando adicionar novos módulos conforme necessário (BERGVELD; KRUIJT; NOTTEN, 2002).

Por outro lado, o custo tende a ser um pouco mais elevado devido à presença de circuitos redundantes nos módulos subordinados. Também pode haver aumento no número de conexões, especialmente quando dois módulos precisam acessar pontos comuns de medição, além do não aproveitamento total das entradas em alguns módulos por questões de *layout* físico (BERGVELD; KRUIJT; NOTTEN, 2002).

Figura 8 – Arquitetura de BMS modular.

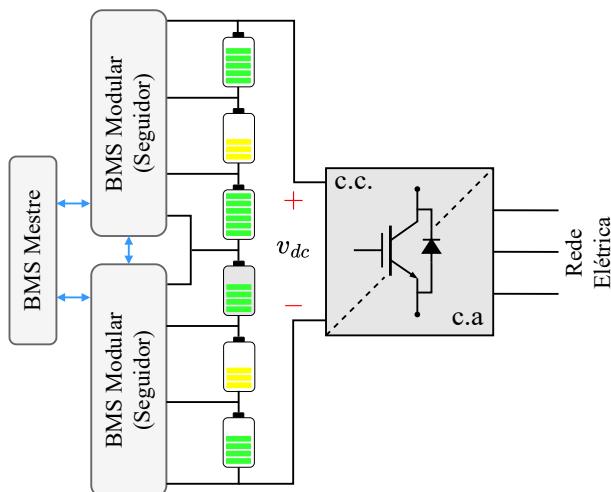


Fonte: Adaptado de Oliveira (2023).

2.2.3 BMS Mestre-Seguidor

O BMS do tipo mestre-seguidor possui uma estrutura semelhante à topologia modular, pois também utiliza múltiplos módulos subordinados (seguidores), responsáveis pela medição das tensões de um conjunto reduzido de células. A principal diferença está no módulo mestre, que, ao contrário da versão modular, não realiza medições, sendo dedicado exclusivamente às funções de processamento e comunicação com os demais módulos e sistemas externos (ANDREA, 2010). A Figura 9 ilustra essa arquitetura.

Figura 9 – Arquitetura de BMS mestre-seguidor.



Fonte: Adaptado de Oliveira (2023).

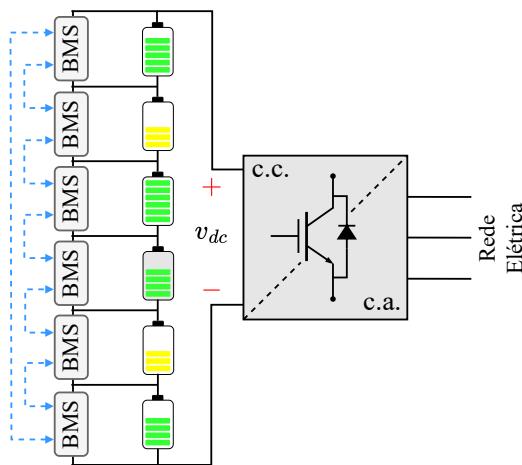
Essa arquitetura mantém vantagens semelhantes à topologia modular, como facilidade de expansão e organização do cabamento. Entretanto, destaca-se por permitir um custo reduzido dos módulos seguidores, que são otimizados exclusivamente para a função

de medição, sem a necessidade de recursos computacionais adicionais (PLETT, 2015a).

2.2.4 BMS Distribuído

O BMS distribuído apresenta uma arquitetura distinta das demais topologias, pois os circuitos eletrônicos responsáveis pelas medições não estão agrupados em módulos externos, mas integrados diretamente a pequenas placas instaladas sobre cada célula. Nessa configuração, eliminam-se a maioria dos fios de conexão entre células e o sistema de controle, sendo necessária apenas uma rede simplificada de comunicação entre as placas e o controlador central, que realiza as funções de processamento e, quando presente, a interface com sistemas externos (ANDREA, 2010). A Figura 10 ilustra essa arquitetura.

Figura 10 – Arquitetura de BMS distribuído.



Fonte: Adaptado de Oliveira (2023).

Essa abordagem oferece algumas vantagens, como a redução do cabeamento, maior integração com o arranjo físico das células e facilidade de escalabilidade. Por outro lado, também impõe desafios, especialmente em termos de complexidade de projeto, confiabilidade dos módulos embarcados e custo unitário por célula. A escolha por essa topologia depende fortemente dos requisitos específicos da aplicação, não havendo uma solução universalmente superior às demais (PLETT, 2015a).

2.2.5 Comparação entre os tipos de topologia de BMS

A escolha da topologia de um BMS deve considerar diversos critérios técnicos e econômicos, que variam conforme a aplicação e os requisitos do sistema. A Tabela 1 apresenta uma comparação entre as principais arquiteturas de BMS discutidas anteriormente.

Há diversas formas de se projetar um BMS. A alternativa mais rápida, simples e de menor custo inicial consiste na utilização de soluções comerciais prontas, com funcionalidades adequadas às exigências da aplicação. No entanto, o desenvolvimento de

Tabela 1 – Comparaçao das Topologias de BMS.

	Qualidade de Medição	Imunidade a Ruído	Versatilidade	Segurança	Custo dos Eletrônicos	Custo de Montagem	Custo de Manutenção
Centralizado	✓✓	✓✓✓	✓	✓	✓✓✓	✓✓	✓
Mestre-Seguidor	✓✓	✓✓✓	✓✓	✓	✓	✓✓	✓
Modular	✓✓	✓✓✓	✓✓	✓	✓	✓✓	✓
Distribuído	✓✓✓	✓✓	✓✓✓	✓✓✓	✓	✓	✓✓

✓✓✓ = Ótimo; ✓✓ = Bom; ✓ = Regular

Fonte: Adaptado de Andrea (2010).

sistemas personalizados pode ser vantajoso em termos de controle, propriedade intelectual e redução de custo por unidade em produções em escala, embora envolva maior complexidade de projeto, tempo de desenvolvimento e custos iniciais mais elevados (PLETT, 2015b).

2.3 BATERIAS COM CONVERSOR INTEGRADO (BCI)

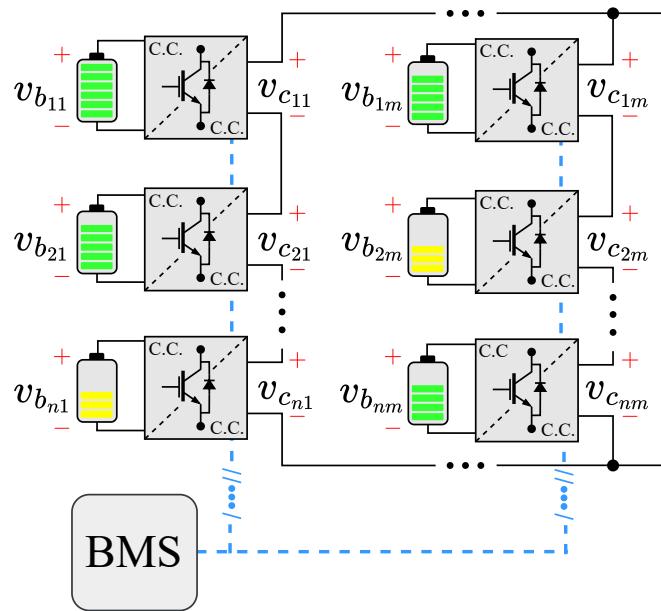
Com a crescente demanda por soluções sustentáveis e econômicas para armazenamento de energia, tem-se ampliado o interesse no reaproveitamento de baterias de segunda vida, provenientes principalmente do setor automotivo (SILVESTRI; SANTIS; BELLA, 2022). Essas baterias, embora ainda apresentem capacidade útil, trazem desafios quando a sua reutilização, pois possuem diferentes estados de degradação, capacidades e características elétricas (VISWANATHAN; KINTNER-MEYER, 2011). As arquiteturas convencionais de BESS, não oferecem a flexibilidade necessária para lidar de forma eficiente com essas diferenças.

Nesse contexto, o conceito de BCI refere-se a uma nova geração de sistemas de armazenamento nos quais cada módulo ou célula da bateria possui conversores de potência dedicados. Essa arquitetura permite o gerenciamento individualizado de variáveis como tensão, corrente, SOC e SOH, além da implementação de estratégias avançadas de balanceamento, proteção e carga/descarga. A integração em nível de célula, embora mais complexa, oferece maior precisão no controle e maior tolerância a falhas, enquanto a integração em nível de módulo simplifica a implementação e reduz o custo, embora com menor liberdade nos controles do sistema (KHANAKI *et al.*, 2019). A escolha entre as duas abordagens depende de fatores como custo, volume, eficiência e requisitos específicos da aplicação. A Figura 11 ilustra um sistema que utiliza a arquitetura baseada em BCI, na qual cada módulo ou célula conta com seu próprio conversor de potência.

Nos BESS convencionais, o BMS normalmente realiza apenas o monitoramento das variáveis das células/módulos, sem controle direto sobre o fluxo de potência aplicado a cada elemento. Isso acontece porque os módulos são conectados em série e/ou em paralelo, de modo que todos os módulos em um mesmo arranjo compartilham a mesma corrente durante os processos de carga e descarga (OLIVEIRA *et al.*, 2023). Isso impõe que a corrente total do sistema seja determinada pelo módulo mais limitante, seja em capacidade,

estado de saúde ou temperatura, resultando em uma operação subótima e em restrições no aproveitamento total do banco de baterias (TEODORESCU *et al.*, 2021). Por outro lado, sistemas baseados em BCIs permitem o controle individualizado da corrente em cada módulo, adequando-a às condições de cada elemento e eliminando as limitações impostas pelos módulos mais restritivos. Isso contribui para um melhor aproveitamento da capacidade total do sistema, além de possibilitar vantagens adicionais que dependem da topologia de conversor adotada (LI; HAN, 2016).

Figura 11 – Arquitetura de Baterias com Conversores Integrados (BCIs).



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Diversas topologias de conversores c.c.-c.c. têm sido utilizadas, cada uma oferecendo diferentes compromissos entre eficiência, complexidade e flexibilidade de operação. Topologias baseadas no conversor *buck* possibilitam a redução da tensão de saída em relação à tensão da bateria. Por sua vez, os conversores *boost* viabilizam a conversão para níveis de tensão mais elevados. Essas arquiteturas são valorizadas por sua simplicidade e alta eficiência, sendo adequadas em aplicações que não requerem conversão bidirecional de energia (KHANAKI *et al.*, 2019). A topologia meia ponte (do inglês, *half-bridge*), além de apresentar um custo reduzido em comparação com as demais arquiteturas, permite o controle da inserção ou retirada de células, bem como a operação em corrente pulsada, recurso que pode ser vantajoso em determinadas estratégias de gerenciamento de energia e de extensão da vida útil (KULKARNI; TEODORESCU, 2023).

Conversores com capacidade de operar tanto em modo abaixador quanto elevador oferecem maior flexibilidade operacional. Dentre essas topologias, destaca-se o conversor Ćuk, que permite a operação bidirecional de tensão, porém apresenta como desvantagens

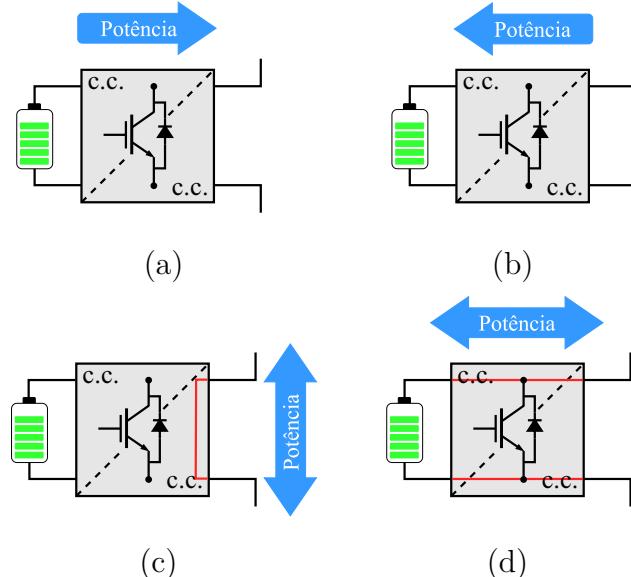
a inversão da polaridade na saída e a necessidade de um número maior de componentes magnéticos (TYTELMAIER *et al.*, 2016). De forma semelhante, o conversor *buck-boost* inversor é uma opção clássica, de implementação relativamente simples, mas que tende a apresentar perdas elevadas de condução e comutação, o que compromete sua eficiência (KASPER; BORTIS; KOLAR, 2014). Nesse contexto, o *buck-boost* não inversor surge como uma alternativa promissora, pois mantém a polaridade da saída e opera com menores perdas. No entanto, sua estrutura mais complexa exige quatro interruptores, o que implica maiores desafios de controle e maior complexidade no circuito (PEIXOTO, 2025). Outra opção é a topologia SEPIC, que também preserva a polaridade da tensão de saída e opera com apenas dois interruptores. Apesar disso, seu uso de dois elementos magnéticos resulta em um aumento no volume físico do conversor (ODO, 2020). Além disso, topologias modulares, como os conversores multiníveis em cascata, têm sido exploradas por oferecerem maior modularidade, melhor qualidade da forma de onda e facilidade na integração com múltiplos módulos de baterias (AKAGI; MAHARJAN, 2009; AMORIM *et al.*, 2022).

Além das vantagens topológicas, o conceito de BCIs também oferece modos operacionais adicionais que aprimoram o gerenciamento das células e aumentam a adaptabilidade do sistema frente a diferentes condições de operação. Nos modos de descarga (Figura 12(a)) e carga (Figura 12(b)), os conversores controlam individualmente a corrente de cada módulo, permitindo que o processo de carregamento ou descarregamento seja ajustado de acordo com o estado específico de cada célula. Em casos de falha ou degradação acentuada, o modo *bypass* (Figura 12(c)) possibilita isolar o módulo afetado, garantindo a continuidade da operação dos demais. Já o modo *pass-through* (Figura 12(d)) permite a conexão direta das baterias em série, conduzindo a corrente sem a atuação dos interruptores, o que reduz as perdas por comutação e simplifica o controle do sistema (LI; HAN, 2016).

Além dos modos de operação adicionais, as BCIs também viabilizam a implementação de estratégias avançadas de balanceamento do SOC. Ao contrário dos sistemas convencionais, que adotam abordagens passivas ou ativas, a integração conversor-bateria permite um controle mais adaptável. No balanceamento passivo, o excesso de carga das células mais carregadas é dissipado em resistores, resultando em perdas energéticas (WEI *et al.*, 2017). Já o balanceamento ativo transfere carga entre as células por meio de circuitos dedicados, mas essa transferência ocorre de forma limitada e sem controle direto sobre as correntes de carga e descarga (NAGUIB; KOLLMEYER; EMADI, 2021). Em contraste, as BCIs possibilitam o ajuste dinâmico da corrente em cada módulo ou célula por meio da modulação individual dos ciclos de trabalho dos conversores. Com isso, o balanceamento pode ser realizado de forma contínua, sem acarretar em perdas significativas de energia.

Esse conceito é especialmente vantajoso, pois permite a integração de baterias com diferentes capacidades, estados de saúde e até mesmo tecnologias distintas (INÁCIO, 2022). Adicionalmente, arquitetura baseada em BCIs facilita tanto a manutenção quanto a escalabilidade do sistema, permitindo a substituição de módulos ou células degradadas

Figura 12 – Modos de Operação: (a) Descarga; (b) Carga; (c) *bypass*; (d) *pass-through*.



Fonte: Adaptado de Li e Han (2016).

e a expansão da capacidade de armazenamento conforme as demandas da aplicação (LI; HAN, 2014).

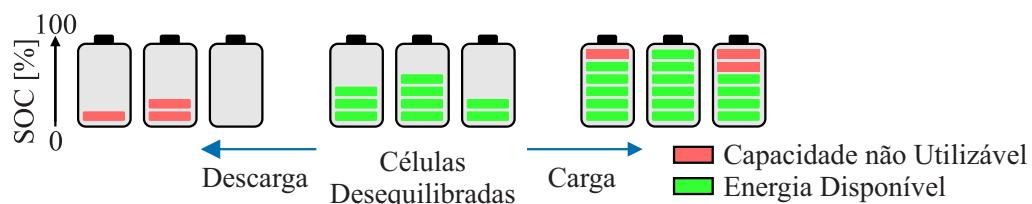
A evolução para arquiteturas com BCIs representa uma mudança nos BESS, habilitando funcionalidades avançadas e ampliando significativamente a flexibilidade e a sustentabilidade desses sistemas. Tendências emergentes vêm ampliando o potencial das arquiteturas baseadas em BCIs, destacando-se a integração com algoritmos de Inteligência Artificial (IA) para otimização em tempo real do gerenciamento do SOC, SOH e do ciclo de vida das baterias (TEODORESCU *et al.*, 2021). Outros avanços incluem o balanceamento térmico ativo e a customização por meio de *software*, permitindo ajustes mais precisos conforme o perfil de operação. Essas inovações tornam as BCIs ainda mais versáteis, viabilizando sua aplicação em cenários emergentes como sistemas *vehicle-to-grid*, microrredes e soluções portáteis que demandam alta confiabilidade (KHANAKI *et al.*, 2019; TEODORESCU *et al.*, 2021; CORREA; MAIA; FILHO, 2023). Além disso, a capacidade de controle individualizado de cada módulo ou célula, combinada à tolerância a falhas e à compatibilidade com baterias de segunda vida, torna essa abordagem especialmente atrativa para atender às demandas crescentes dos setores de energia e mobilidade elétrica (LI; HAN, 2015). Em um cenário em que a sustentabilidade e a redução de custos assumem papel estratégico, essas características se consolidam como elementos centrais para o avanço das soluções de armazenamento de energia.

2.4 TÉCNICAS DE BALANCEAMENTO DO ESTADO DE CARGA

O uso crescente de sistemas de armazenamento de energia, especialmente em aplicações como VEs, sistemas estacionários e microrredes, tem impulsionado o desenvolvimento de pacotes de baterias compostos por um grande número de células conectadas em série e paralelo. Essa configuração permite atingir níveis de tensão e energia desejados, mas impõe desafios significativos ao gerenciamento dessas baterias. Mesmo quando fabricadas no mesmo lote, as células podem apresentar variações de parâmetros da ordem de 1%, como diferenças de até 0,3% na resistência e 1,3% na capacidade (RUMPF; NAUMANN; JOSSEN, 2017). Além disso, as conexões por barras condutoras e soldas introduzem resistências adicionais que amplificam essas diferenças ao longo do tempo (ZHANG *et al.*, 2017). Como consequência, surgem desigualdades de corrente, tensão e temperatura entre as células, favorecendo o envelhecimento não uniforme do sistema. A complexidade se intensifica ainda mais com a adoção de baterias de segunda vida, oriundas de aplicações anteriores, que apresentam níveis distintos de degradação e desempenho (PARK *et al.*, 2020). Diante desse cenário, o balanceamento do SOC surge como uma estratégia para mitigar as diferenças entre as células, aumentar a vida útil e assegurar a operação segura desses sistemas.

O balanceamento é fundamental para manter os SOCs das células em níveis semelhantes, garantindo o uso eficiente da energia disponível no sistema. Em configurações com múltiplas células, mesmo pequenas variações de capacidade ou resistência interna podem, com o tempo, provocar desequilíbrios significativos (OMARIBA; ZHANG; SUN, 2019). Como ilustrado na Figura 13, esse desbalanceamento faz com que a célula com menor SOC atinja o limite inferior de descarga antes das demais, interrompendo o ciclo de operação mesmo que ainda haja energia disponível nas outras células (TONG; KLEIN; PARK, 2015). De forma semelhante, durante a carga, a célula com maior SOC atinge primeiro o limite superior, impedindo que as demais sejam completamente carregadas e comprometendo o aproveitamento total da energia armazenável (OMARIBA; ZHANG; SUN, 2019). Esse comportamento limita o uso da capacidade total, resultando em perdas de energia útil e redução da eficiência operacional.

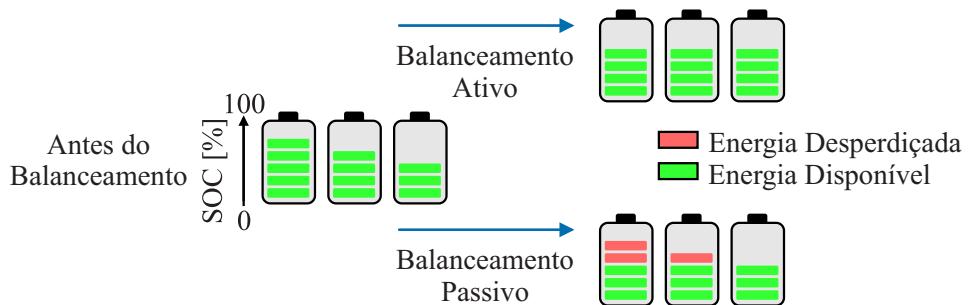
Figura 13 – Impacto do desbalanceamento do SOC na utilização de energia durante os ciclos de carga e descarga das células.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Os métodos de balanceamento, em geral, são classificados em duas categorias: balanceamento passivo e o balanceamento ativo. Nos métodos de balanceamento passivo, o excesso de energia das células mais carregadas é dissipado em forma de calor em resistores. Trata-se de uma solução simples, de baixo custo e amplamente utilizada quando o desbalanceamento entre as células é pequeno (WEI *et al.*, 2017). Já os métodos ativos transferem energia das células mais carregadas para as menos carregadas, sendo mais eficientes em situações com grande desbalanceamento (IMTIAZ; KHAN; KAMATH, 2011). A Figura 14 ilustra o comportamento desses dois tipos de balanceamento.

Figura 14 – Comparação entre balanceamento passivo e ativo.



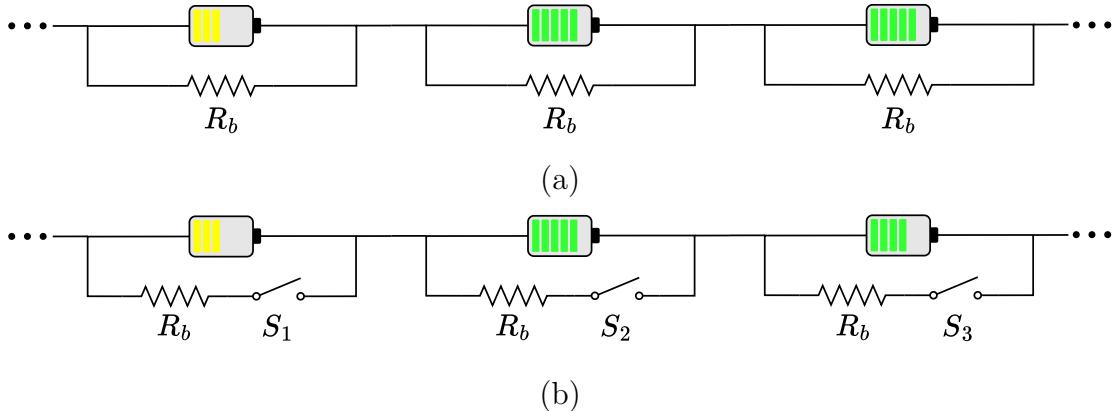
Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

2.4.1 Balanceamento Passivo

O balanceamento passivo é amplamente empregado por fabricantes de sistemas de armazenamento de energia devido ao baixo custo e à simplicidade de implementação. Em geral, consiste na conexão de um resistor, denominado resistência de balanceamento (R_b), em paralelo com cada célula. Nesse arranjo, a corrente que passa pelo resistor é proporcional à tensão da célula, de modo que células com maior estado de carga proporcionam correntes mais elevadas e, consequentemente, dissipam mais energia (WEI *et al.*, 2017).

A implementação mais simples utiliza resistores fixos conectados diretamente às células, conforme ilustrado na Figura 15(a). Embora seja funcional, essa abordagem apresenta baixa eficiência, pois a dissipação de energia continua mesmo após as células estarem平衡adas. Para mitigar esse problema, é comum o uso de resistores controlados por interruptores, acionados pelo BMS com base no SOC de cada célula, conforme apresentado na Figura 15(b). Vale destacar que, em algumas aplicações, o balanceamento também pode ser feito com base nas tensões das células, que servem como um indicativo indireto do SOC, apesar das limitações dessa abordagem. Essas estratégias permitem dissipação de energia controlada e apenas quando necessária, reduzindo perdas e aumentando a eficiência do processo (ZHANG *et al.*, 2017).

Figura 15 – Estratégias de balanceamento passivo: (a) resistores fixos; (b) resistores com interruptor controlado.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

2.4.2 Balanceamento Ativo

O balanceamento ativo realiza a transferência controlada de energia entre as células da bateria por meio de elementos de armazenamento temporário, como indutores, capacitores e indutores acoplados. Essa abordagem visa manter os níveis de carga próximos entre as células, aproveitando a energia excedente de células mais carregadas para recarregar diretamente as menos carregadas, o que elimina o desperdício energético característico dos métodos passivos (DAOWD *et al.*, 2011; IMTIAZ; KHAN; KAMATH, 2011). A principal vantagem do balanceamento ativo é sua maior eficiência energética, especialmente em cenários com grande desbalanceamento de SOC (NAGUIB; KOLLMEYER; EMADI, 2021; PRÖBSDL *et al.*, 2018). Além disso, ele pode operar durante os processos de carga, descarga ou em repouso, e apresenta maior velocidade de equalização (YAN *et al.*, 2010). Por outro lado, a complexidade dos circuitos e o número de componentes adicionais, como indutores, capacitores, indutores acoplados, controladores e sensores aumentam o custo e dificultam a implementação em sistemas com restrições de espaço e orçamento (LEE; CHENG, 2006; CAO; SCHOFIELD; EMADI, 2008; CORREA; MAIA; FILHO, 2023).

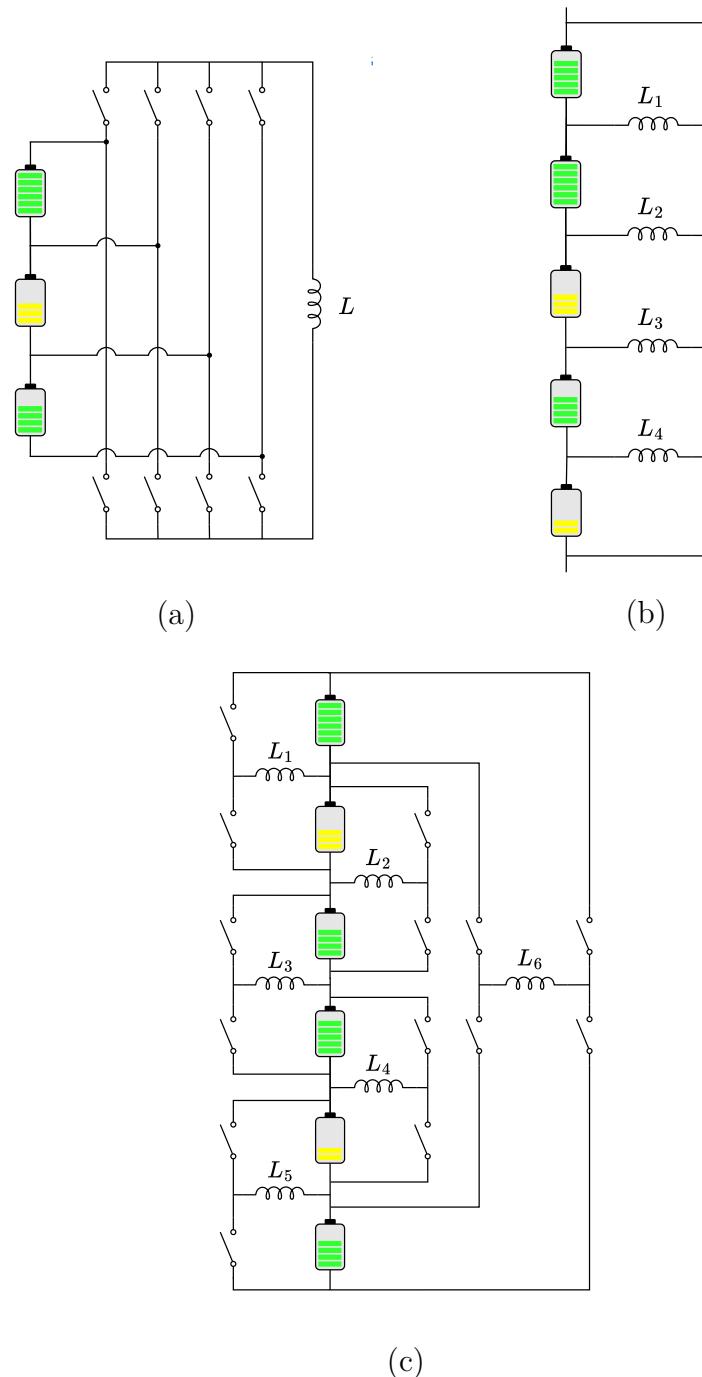
2.4.2.1 Balanceamento Utilizando Indutores

O uso de indutores como meio de transferência de energia entre células é uma das técnicas utilizadas para realizar o balanceamento ativo. Essa técnica consiste em carregar o indutor a partir de uma célula e descarregá-lo em outra com menor nível de energia.

No trabalho de Vardhan *et al.* (2017), é proposto um sistema de balanceamento utilizando um único indutor e um controlador baseado no SOC, conforme ilustrado na Figura 16(a). O circuito opera transferindo energia das células com maior SOC para aquela com menor SOC, utilizando dois grupos de interruptores que controlam o carregamento e

descarregamento do indutor. O controle é implementado em duas modalidades: corrente descontínua e corrente contínua. Nesta última, um controlador Proporcional-Integral (PI) é utilizado para manter a corrente do indutor constante, melhorando a eficiência e acelerando o tempo de equalização. A abordagem demonstrou resultados satisfatórios em modos estáticos, de carga, descarga e condições mistas, obtendo convergência rápida do SOC entre as células.

Figura 16 – Arquiteturas de balanceamento baseadas em indutores: (a) Único indutor; (b) *Multi-Switched Inductor Balancing Circuit*; (c) *Dual threshold trigger mechanism*.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Por outro lado, Cui *et al.* (2017) propõem uma estratégia de balanceamento ativa baseada em um circuito com múltiplos indutores e interruptores, denominada *Multi-Switched Inductor Balancing Circuit*, conforme ilustrado na Figura 16(b). Nessa arquitetura, cada célula é associada a um indutor e a um Transistor de Efeito de Campo de Metal–Óxido–Semicondutor (do inglês, *Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor*) (MOSFET), formando um sistema que permite diferentes combinações de condução entre as células. A operação ocorre de forma sequencial, em ciclos nos quais um dos MOSFETs permanece desligado e os demais conduzem, possibilitando que a corrente do indutor circule das células com maior tensão para a célula com menor tensão. O controle do sistema é realizado por uma lógica *fuzzy*, que recebe como entradas a tensão de circuito aberto de cada célula e a diferença de tensão em relação às vizinhas. A partir dessas variáveis, o controlador ajusta dinamicamente os tempos de condução de cada interruptor, controlando tanto a direção quanto a intensidade da corrente de balanceamento. Os resultados mostraram desempenho superior em relação a controladores tradicionais do tipo PI, com tempos de equalização significativamente menores e recuperação da capacidade útil das células mais fracas.

Complementando essas abordagens, Pang *et al.* (2024) apresentaram uma estratégia baseada em um circuito de duplo estágio modificado com indutores (*dual threshold trigger mechanism*), conforme apresentado na Figura 16(c). O sistema é dividido em dois grupos de células e utiliza dois módulos adicionais que permitem a transferência direta de energia entre células não adjacentes, reduzindo significativamente o tempo de balanceamento. O algoritmo de controle adota uma lógica de duplo limiar, considerando tanto a diferença de tensão quanto a diferença de SOC. Além disso, é empregado um algoritmo de otimização por enxame de partículas para determinar o caminho ótimo de transferência de energia. Testes de simulação e experimentais demonstraram uma redução de até 14,7% no tempo de equalização em comparação com o circuito tradicional de dupla camada.

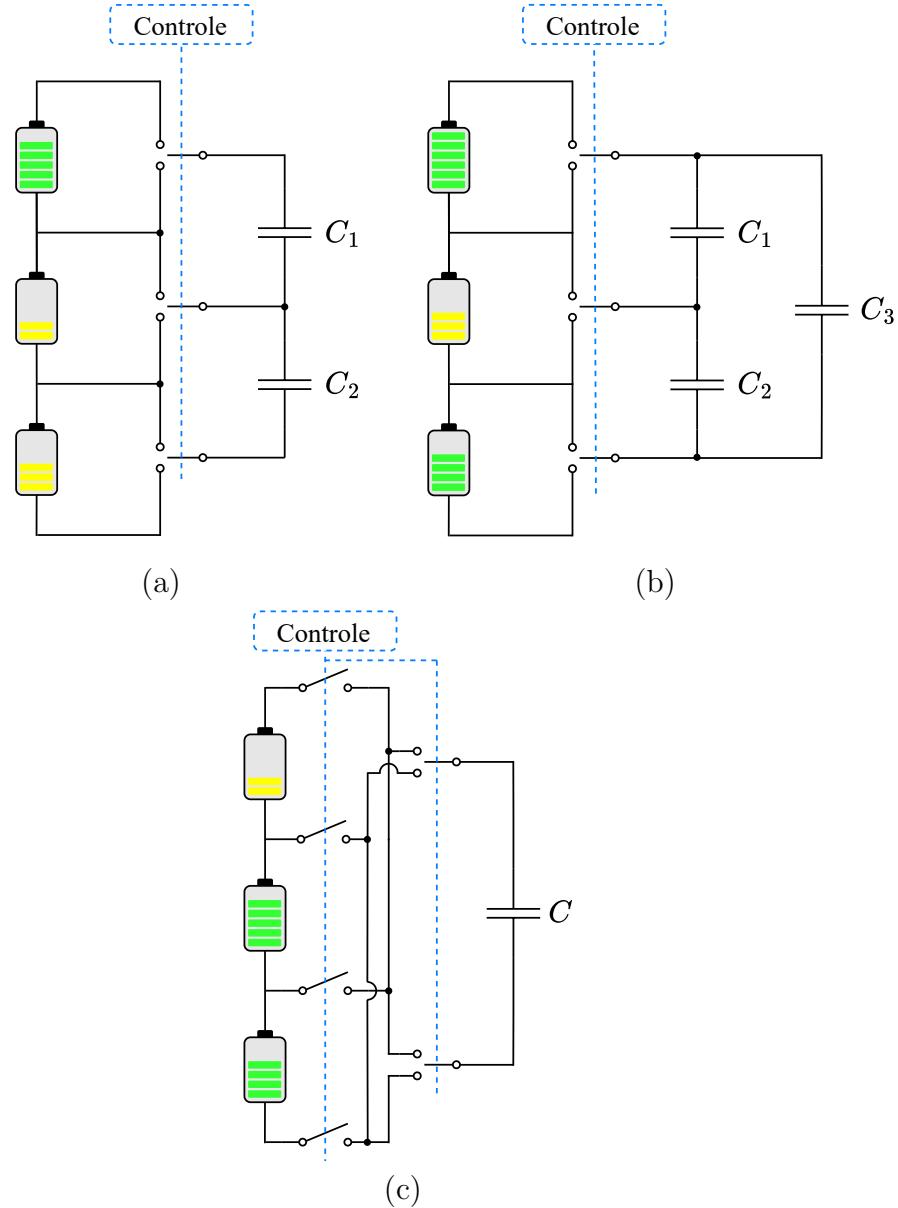
2.4.2.2 Balanceamento Utilizando Capacitores

O uso de capacitores comutados no balanceamento de células conectadas em série é uma das principais abordagens exploradas na literatura. Essa técnica baseia-se no princípio de que o capacitor é carregado ao ser conectado em paralelo com uma célula de maior tensão e descarregado ao ser conectado com uma célula de menor tensão, promovendo assim a transferência de energia entre as células.

No trabalho apresentado por Baughman e Ferdowsi (2008) foi analisaram duas arquiteturas baseadas em capacitores. No método denominado de *single-tiered capacitor* ilustrado na Figura 17(a), capacitores são conectados alternadamente entre células adjacentes por meio de interruptores eletrônicos, operando com frequência fixa e ciclo de trabalho de 50%. Essa técnica não requer sensores nem controle fechado, sendo autolimitante à

medida que o equilíbrio é atingido. No entanto, sua principal limitação está no tempo de equalização, que pode ser elevado em cenários com alto desbalanceamento entre células distantes no arranjo.

Figura 17 – Arquiteturas de balanceamento baseadas em capacitores comutados: (a) *Single-Tiered Capacitor*; (b) *Double-Tiered Switched Capacitor*; (c) *Single Switched Capacitor*.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Para mitigar essa limitação, os autores propuseram a arquitetura *Double-Tiered Switched Capacitor*, apresentada na Figura 17(b), que incorpora uma segunda camada de capacitores conectando capacitores da primeira camada. Essa configuração permite múltiplos caminhos para a circulação de corrente de equalização, o que reduz a impedância equivalente e acelera a redistribuição de carga entre as células. Os resultados de simulação e experimentos indicaram que a topologia proporciona uma redução significativa no tempo

de balanceamento e melhora a eficiência energética do sistema em comparação ao método de camada única (BAUGHMAN; FERDOWSI, 2008).

Em outra metodologia, Daowd *et al.* (2013) propuseram uma abordagem baseada em um único capacitor e uma matriz de interruptores bidirecionais, denominada *Single Switched Capacitor* conforme ilustrado na Figura 17(c). Nesta configuração, o capacitor é sequencialmente conectado entre a célula com maior tensão e a com menor tensão, permitindo a transferência direta de carga entre elas. Embora requeira controle mais elaborado, essa estratégia reduz o número de capacitores e o volume do sistema. Os autores ainda desenvolveram uma lógica de controle adaptativo que ajusta a frequência de comutação e o ciclo de trabalho conforme a diferença de tensão entre as células, maximizando a energia transferida. Simulações indicaram que o método apresenta alta eficiência e menor dissipação de energia em comparação a métodos passivos, especialmente quando associado a estratégias de controle inteligente.

2.4.2.3 Balanceamento Utilizando Indutores Acoplados

O uso de indutores acoplados em estratégias de balanceamento ativo permite a transferência isolada de energia entre as células, garantindo isolamento galvânico e maior flexibilidade no controle da energia.

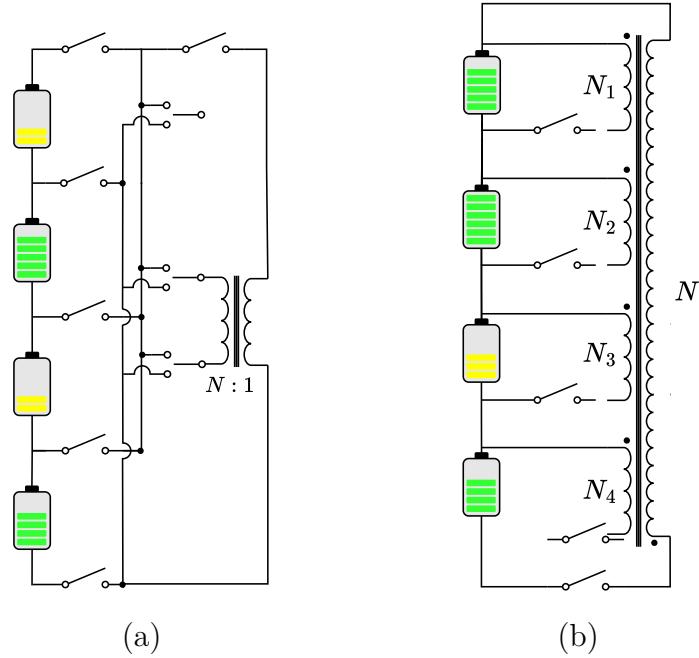
Cadar, Petreus e Patarau (2010) apresentam uma técnica que utiliza um único indutor acoplado, o qual é comutado entre as células por meio de interruptores eletrônicos, conforme ilustrado na Figura 18(a). A célula mais carregada transfere energia para aquela com menor carga de forma sequencial. Nesse método, a corrente é retirada do conjunto completo de células e enviada ao enrolamento primário do indutor. A saída, por sua vez, é retificada e direcionada à célula desejada por meio de interruptores controlados. Essa abordagem permite corrigir rapidamente desequilíbrios significativos, com perdas reduzidas.

Outra abordagem é apresentada por Einhorn, Roessler e Fleig (2011), que propõe o uso de um indutor acoplado com múltiplos enrolamentos. A estrutura dessa topologia pode ser observada na Figura 18(b). Nessa configuração, cada célula é conectada a um enrolamento secundário, enquanto o enrolamento primário é comum a todo o banco de baterias. Esse arranjo possibilita duas estratégias distintas: o *top balancing*, em que a energia é transferida de uma célula mais carregada para o restante do conjunto durante o carregamento, e o *bottom balancing*, no qual a energia é enviada do conjunto para uma célula menos carregada durante a descarga. A topologia foi validada experimentalmente, apresentando ganhos de até 15 % na energia utilizável do sistema.

Apesar da alta eficiência e flexibilidade, as técnicas com indutores acoplados demandam maior complexidade no projeto magnético, na lógica de controle e no número de componentes, o que pode restringir sua adoção em sistemas de menor porte ou com

limitações de custo (MOORE; SCHNEIDER, 2001).

Figura 18 – Arquiteturas de balanceamento baseadas em indutores acoplados: (a) Único indutor acoplado; (b) Indutor acoplado com múltiplos enrolamentos.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

2.4.3 Balanceamento Utilizando Conversores

O uso de conversores tem viabilizado formas alternativas de balanceamento do SOC, especialmente quando associados ao conceito de BCI. Essa abordagem permite o controle individual da corrente por meio da modulação dos conversores, possibilitando um balanceamento dinâmico e direto, sem a necessidade de circuitos auxiliares para a transferência de energia.

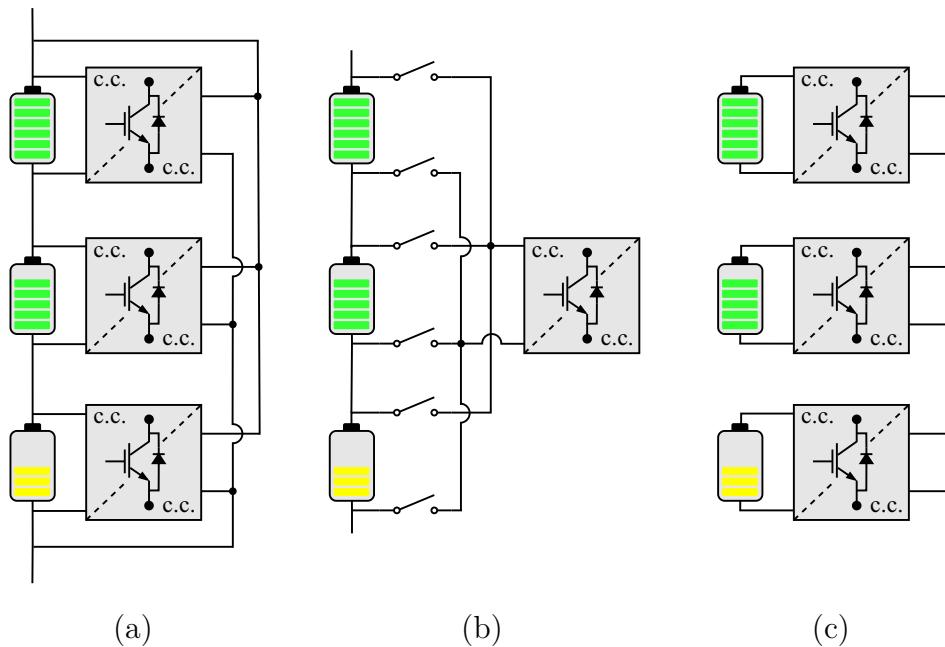
Correa, Maia e Filho (2023) apresentam quatro estratégias de balanceamento de SOC, classificadas de acordo com a forma de fluxo de energia entre os elementos do sistema: *adjacent cell-to-cell* (C2C), *direct cell-to-cell*, *parallel cell-to-pack* (C2P) e *series cell-to-pack*. As três primeiras envolvem a transferência direta de energia entre células ou entre módulos e o barramento, enquanto a última se baseia no conceito de BCI, realizando o balanceamento de forma indireta por meio do controle da potência de cada unidade.

No método *adjacent* C2C, a energia é transferida apenas entre células vizinhas, o que simplifica a implementação, mas exige múltiplas etapas de conversão quando o desbalanceamento ocorre entre células distantes. Isso resulta em maior tempo de equalização e maiores perdas. O método *direct* C2C, ilustrado na Figura 19(a), permite a transferência direta entre quaisquer duas células do conjunto, independentemente da posição. Essa abordagem reduz as perdas associadas a etapas intermediárias, embora

a transferência ocorra entre apenas um par de células por vez. Já no *parallel* C2P, apresentado na Figura 19(b), a energia é transferida de uma célula individual para o barramento do conjunto. Essa estratégia requer conversores capazes de operar com ampla faixa de tensão, o que pode comprometer a eficiência do sistema.

Por fim, no método *series* C2P, ilustrado na Figura 19(c), adota-se o conceito de BCI, no qual cada célula ou módulo é associado a um conversor dedicado, formando um conjunto conectado em série ao barramento de corrente. Essa abordagem permite o controle individual da tensão terminal de cada unidade, viabilizando o balanceamento de forma indireta por meio do ajuste da potência de carga e descarga. A estratégia tem se mostrado promissora por sua capacidade de lidar com conjuntos de baterias com diferentes capacidades e estados de carga, sem a necessidade de circuitos auxiliares de balanceamento, o que contribui para o aumento da eficiência do sistema.

Figura 19 – Arquiteturas de balanceamento baseadas em conversores: (a) *direct* C2C; (b) *parallel* C2P; (c) *series* C2P.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Esse conceito já vinha sendo explorado anteriormente por Li e Han (2016), que propuseram uma arquitetura baseada em BCI, conforme ilustrado na Figura 19(c). Nessa abordagem, o balanceamento é realizado de forma indireta por meio do controle da potência atribuída a cada célula: unidades com menor SOC recebem maior corrente de carga (ou menor corrente de descarga), enquanto as mais carregadas têm sua corrente reduzida (ou aumentada na descarga). Com isso, elimina-se a necessidade de circuitos dedicados para a transferência direta de energia entre as células.

Mais recentemente, Manjunath e Kalpana (2022) propuseram uma estratégia de balanceamento ativo em duas etapas, empregando uma topologia modular com conversores

buck-boost. No primeiro nível, o balanceamento ocorre entre módulos, com a energia fluindo dos mais carregados para os menos carregados por meio da comparação de tensões. Em seguida, o segundo nível realiza o balanceamento entre as células dentro de cada módulo, também com base na diferença de tensão. Em ambas as etapas, são utilizados conversores bidirecionais para transferir energia entre os elementos do sistema.

Assim, observa-se uma ampla variedade de técnicas de balanceamento do SOC, cada uma com diferentes níveis de complexidade, eficiência e requisitos de implementação. A escolha da abordagem mais adequada depende da topologia do sistema, do perfil de uso da bateria, das restrições de custo, espaço e peso, bem como dos objetivos de desempenho. Métodos passivos se destacam pela simplicidade e baixo custo, enquanto os ativos oferecem maior eficiência energética, especialmente em cenários com altos níveis de desbalanceamento. Mais recentemente, o conceito de BCI tem se mostrado promissor ao permitir o controle individualizado do SOC de cada célula, sem a necessidade de circuitos intermediários de transferência de energia. Essa característica favorece a utilização de conjuntos com características distintas, como em aplicações com baterias de segunda vida, e amplia tanto a flexibilidade quanto a escalabilidade do sistema. Dessa forma, a escolha da técnica de balanceamento deve considerar critérios como longevidade, eficiência energética, custo e adequação às características específicas do projeto.

Apesar dos benefícios, as arquiteturas baseadas em BCI apresentam limitações importantes. A necessidade de um conversor por célula ou módulo aumenta o número de componentes, o custo, as perdas de conversão e a complexidade do sistema. Além disso, múltiplos estágios de conversão podem exigir um gerenciamento térmico mais cuidadoso e estratégias de controle mais elaboradas. Por isso, a adoção desse método requer uma avaliação equilibrada entre desempenho, eficiência e viabilidade prática.

2.5 ESTRATÉGIAS DE CONTROLE DE CARGA E DESCARGA

As baterias recarregáveis têm se consolidado como a principal tecnologia de armazenamento de energia em veículos elétricos e BESS, devido à sua elevada capacidade de armazenar energia, alta eficiência e longa vida útil (TAHIR *et al.*, 2023). O desempenho e a durabilidade das baterias são fortemente influenciados pelas estratégias de carga e descarga adotadas (BANGUERO *et al.*, 2018). Métodos inadequados de carga e descarga podem acelerar processos de degradação interna nas baterias, comprometendo sua capacidade de armazenamento, aumentando a resistência elétrica e reduzindo significativamente sua vida útil (HUANG *et al.*, 2023).

Além disso, o perfil de corrente aplicado durante os processos de carga e descarga desempenha um papel fundamental na distribuição uniforme dos portadores de carga nos eletrodos, na preservação da integridade eletroquímica das células e no controle térmico do sistema (TAHIR *et al.*, 2023). Estratégias convencionais de carregamento, baseadas

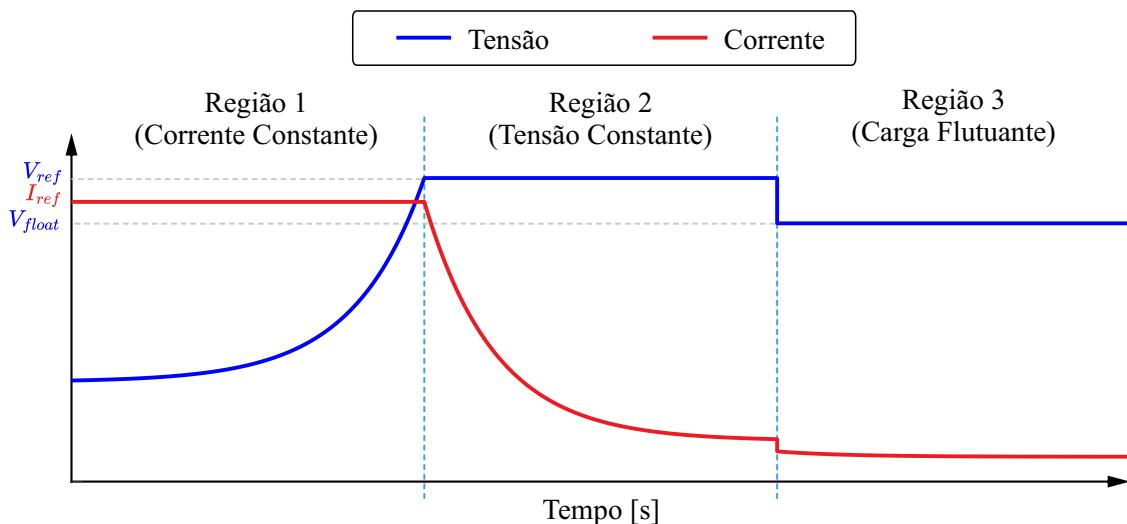
em perfis fixos e simples de corrente ou tensão, são amplamente utilizadas em aplicações comerciais e industriais, devido à sua eficácia e simplicidade de implementação.

Por outro lado, abordagens mais avançadas têm buscado combinar diferentes técnicas em múltiplos estágios, com o objetivo de tornar o processo de carregamento mais adaptável às condições da bateria e de promover benefícios como maior vida útil, melhor desempenho térmico e maior segurança operacional. Nesse contexto, estratégias como corrente constante com tensão constante, corrente pulsada e métodos de carga em múltiplos estágios têm sido amplamente investigadas, visando à melhoria da eficiência energética e à redução do tempo de recarga (BANGUERO *et al.*, 2018).

2.5.1 Corrente Constante (CC)

Entre os métodos convencionais, um dos mais simples e amplamente utilizados é o método CC. Nele, aplica-se uma corrente fixa ao longo de todo o processo de carga, independentemente da tensão da bateria, conforme ilustrado na Região 1 da Figura 20 (HUA; SYUE, 2010). Essa abordagem permite estimar com facilidade o tempo de carregamento e o SOC, o que é particularmente útil em aplicações que demandam previsibilidade e controle direto sobre a corrente fornecida (LEE; LIN; LAI, 2013). No entanto, por não haver controle direto da tensão, especialmente nas etapas finais da carga, pode haver risco de sobrecarga da célula, levando ao aumento da temperatura e à degradação acelerada da vida útil da bateria (HUA; LIN, 2000).

Figura 20 – Abordagens Convencionais para Carregamento de Baterias.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

2.5.2 Tensão Constante (CV)

Outro método tradicionalmente empregado é o carregamento em CV, no qual se aplica uma tensão fixa aos terminais da bateria durante todo o processo de carga. No

estágio inicial, a corrente é elevada, pois há uma grande diferença entre a tensão da bateria e a tensão fornecida pelo carregador. Com o avanço do carregamento, a tensão da bateria se eleva e se aproxima do valor imposto, fazendo com que a corrente diminua progressivamente (RAND *et al.*, 2004), como ilustrado na Região 2 da Figura 20. Essa abordagem é comum em aplicações que exigem longos períodos de carregamento. No entanto, devido ao tempo prolongado de aplicação da tensão, pode haver aumento da temperatura e degradação da vida útil da bateria (RAND *et al.*, 2004).

2.5.3 Corrente Constante com Tensão Constante (CC-CV)

Combinando as qualidades dos métodos anteriores, destaca-se o método de CC-CV, reconhecido por sua eficiência no carregamento e por possibilitar uma redução significativa no tempo total de carga (LIN; HE; LIU, 2016). De acordo com a literatura, trata-se de uma das abordagens mais empregadas para diferentes tecnologias de baterias devido à sua confiabilidade e desempenho consolidado (ELDAHAB; SAAD; ZEKRY, 2016). O método CC-CV combina as estratégias de corrente constante e tensão constante. Inicialmente, aplica-se uma corrente constante até que a bateria atinja um limite de tensão predeterminado. A partir desse ponto, mantém-se a tensão constante enquanto a corrente diminui gradualmente. Esse processo pode ser observado nas Regiões 1 e 2 da Figura 20, onde o perfil de corrente e tensão evidencia a transição entre os modos de carregamento. Além disso, essa abordagem permite reduzir significativamente o tempo de carregamento, embora exija circuitos de controle mais complexos e possa apresentar limitações no gerenciamento da corrente de manutenção (LIN; HE; LIU, 2016).

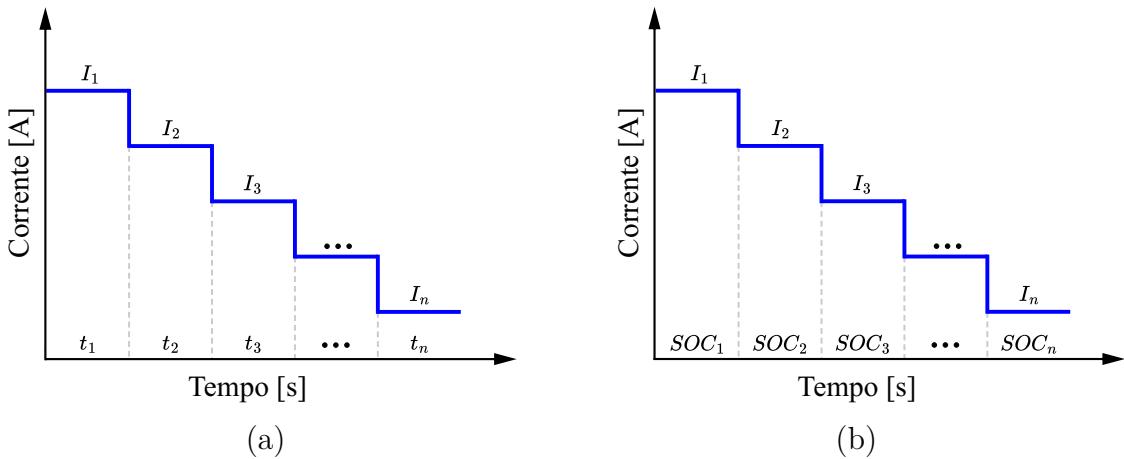
2.5.4 Carga Flutuante (FC)

A carga flutuante é utilizada para manter a bateria completamente carregada após o término do ciclo principal de carga. Nessa técnica, aplica-se uma tensão constante levemente superior à tensão de circuito aberto da célula totalmente carregada, mas ainda inferior à tensão de absorção utilizada na fase CV. Essa tensão é suficiente para compensar a autodescarga natural da bateria, sem provocar reações eletroquímicas significativas que levem à sobrecarga (CHUANG *et al.*, 2011). Essa abordagem contribui para preservar a capacidade da bateria e prolongar sua vida útil, minimizando efeitos de envelhecimento, como corrosão das placas e liberação de gases (CHUANG *et al.*, 2011). Em aplicações práticas, a carga flutuante é geralmente empregada como a terceira etapa dos ciclos de carregamento tradicionais, sucedendo as fases de CC e CV, conforme representado na Região 3 da Figura 20.

2.5.5 Multiestágio de Corrente Constante (MSCC)

O Multiestágio de Corrente Constante (do inglês, *Multi-Stage Constant Current*) (MSCC) tem se destacado como uma estratégia promissora para reduzir o tempo de carga, melhorar a eficiência energética e prolongar a vida útil das baterias de íons de lítio. Ao contrário do método tradicional CC-CV, o MSCC elimina a etapa de tensão constante e aplica diferentes níveis de corrente constante em sequência, com valores decrescentes conforme o SOC aumenta. Essa abordagem visa minimizar a polarização interna e reduzir o risco de formação de lítio metálico, além de diminuir a geração de calor durante o processo (TAHIR *et al.*, 2023). As transições entre os estágios podem ser definidas com base na tensão, tempo (ver Figura 21(a)) ou SOC (ver Figura 21(b)), e há trabalhos que utilizam técnicas de otimização para definir os melhores perfis de corrente. O estudo de Tahir *et al.* (2023) demonstra que estratégias com três a cinco estágios, utilizando critérios de transição como tensão de corte ou SOC, podem reduzir o tempo de carga em até 56,8 %, aumentar a eficiência em 2,8 % e estender o ciclo de vida da bateria em mais de 70 % em comparação ao método CC-CV.

Figura 21 – Perfis típicos de corrente no método MSCC: (a) Aplicação dos níveis de corrente com transições baseadas no tempo; (b) Aplicação dos níveis de corrente com transições baseadas no SOC.



Fonte: Adaptado de Tahir *et al.* (2023).

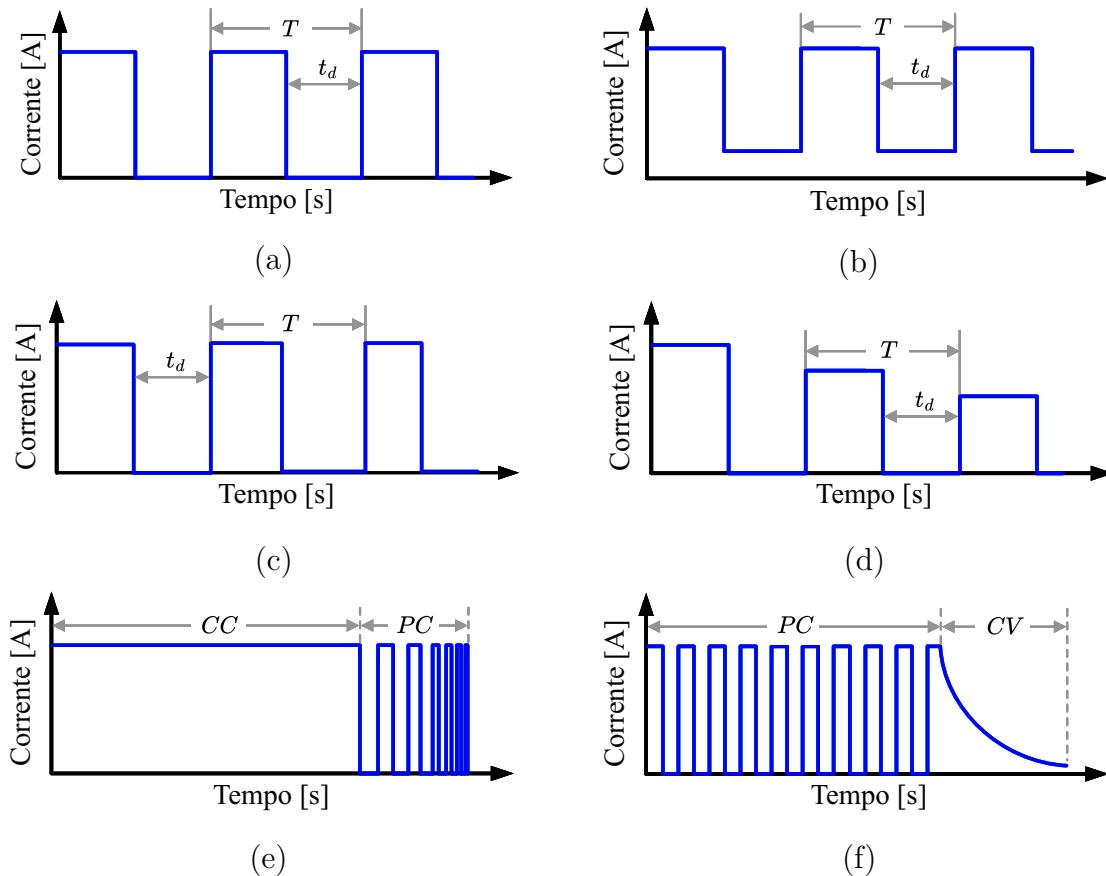
2.5.6 Corrente Pulsada

A técnica de carga por corrente pulsada tem se destacado como uma estratégia promissora para a preservação da vida útil das baterias de íons de lítio. Diferentemente do método convencional CC, a corrente pulsada aplica pulsos periódicos seguidos por intervalos de repouso, permitindo que os íons de lítio se redistribuam de forma mais homogênea no eletrodo durante as pausas (JIN *et al.*, 2022). Essa alternância reduz significativamente a polarização de concentração de lítio, favorece a distribuição do material no eletrodo

e inibe a formação de dendritos, um dos principais fatores de degradação nesse tipo de célula (HUANG *et al.*, 2020).

Diversas variações da técnica foram propostas com o objetivo de melhorar o desempenho das baterias, como os modos Corrente Pulsada Positiva (CPP), Corrente Pulsada Negativa (CPN) Corrente Pulsada com Corrente Constante (CPCC), Modulação por Largura de Pulso (do inglês, *Pulse Width Modulation*) (PWM), Modulação por Amplitude de Pulso (do inglês, *Pulse Amplitude Modulation*) (PAM), Corrente Constante seguida de Corrente Pulsada (CCCP) e Corrente Pulsada seguida de Tensão Constante (CPTC) (HUANG *et al.*, 2024). Alguns desses modos de operação são apresentados na Figura 22.

Figura 22 – Modos de corrente pulsada para baterias de íons de lítio: (a) corrente pulsada positiva; (b) corrente pulsada com corrente constante; (c) modulação por largura de pulso; (d) modulação por amplitude de pulso; (e) corrente constante com corrente pulsada; (f) corrente pulsada com tensão constante.



Fonte: Adaptado de Huang *et al.* (2020).

A Figura 22(a) apresenta o modo CPP, com pulsos de corrente constante intercalados por períodos de repouso. No modo CPCC, aplica-se uma corrente constante de menor valor durante os intervalos (ver Figura 22(b)). Já nos modos PWM e PAM, modulam-se, respectivamente, a largura e a amplitude dos pulsos (ver Figura 22(c) e Figura 22(d), res-

pectivamente). As abordagens híbridas CCCP e CPTC combinam estratégias tradicionais com a CPP (ver Figura 22(e) e Figura 22(f), respectivamente). Na primeira, inicia-se com corrente constante seguida por pulsos, enquanto na segunda, os pulsos são aplicados inicialmente e sucedidos por uma fase de tensão constante.

Os principais parâmetros ajustáveis em todas essas técnicas são a frequência dos pulsos, o ciclo de trabalho e a amplitude da corrente aplicada. De acordo com Huang *et al.* (2023), em comparação ao carregamento convencional em CC, a CPP operando em frequências entre 0,05 Hz e 1 Hz pode aumentar a vida útil da célula em até 81,6 %, melhorar a eficiência energética em mais de 9 % e reduzir significativamente a temperatura operacional. Além disso, observou-se menor degradação da capacidade e evolução mais lenta da resistência interna ao longo dos ciclos, reforçando o impacto positivo da técnica na durabilidade dos sistemas de armazenamento de energia.

Resultados semelhantes foram reportados por Jin *et al.* (2022), que destacaram o papel das baixas frequências e de ciclos de trabalho reduzidos na retenção de capacidade e no controle da resistência interna. Em seus experimentos, o uso de CPP com ciclo de trabalho de 50 % e frequência entre 0,05 Hz e 1 Hz retardou significativamente a perda de desempenho em relação ao carregamento CC. Por outro lado, CPP em frequências médias, entre 1 Hz e 100 Hz, tende a não apresentar benefícios expressivos e, em alguns casos, acelera a degradação. Já em frequências muito altas (acima de 1 kHz), ainda há controvérsias quanto ao impacto real na vida útil da bateria, especialmente quando a fase CV não é considerada nas comparações.

De acordo com Reisecker *et al.* (2023), mesmo com altas taxas de corrente, como 6C ou superiores, a aplicação de corrente pulsada com parâmetros otimizados pode possibilitar carregamento ultrarrápido em menos de 10 minutos, mantendo baixa elevação de temperatura e preservando mais de 80% da capacidade após milhares de ciclos. Esse comportamento está associado à redução da polarização interna promovida pelos intervalos de repouso entre os pulsos, favorecendo o relaxamento da concentração de íons de lítio e melhorando a difusão nos eletrodos (GUO *et al.*, 2021). Tais evidências reforçam o potencial da corrente pulsada como alternativa viável para aplicações que exigem alta potência e vida útil prolongada.

Diante desses pontos, o presente trabalho adota a operação em corrente pulsada como técnica de carga e descarga, devido ao seu potencial comprovado em estender a vida útil e melhorar a eficiência dos BESS. Além desses benefícios, a escolha pela corrente pulsada também se fundamenta em sua compatibilidade com arquiteturas baseadas em BCI, o que viabiliza a aplicação da estratégia por meio da modulação da frequência e do ciclo de trabalho diretamente nos conversores. Essa característica favorece a implementação da técnica e possibilita ajustes mais precisos de acordo com o perfil de cada célula.

2.6 SÍNTESE DO CAPÍTULO

Neste capítulo, foram apresentados os fundamentos teóricos que embasam o desenvolvimento do BESS proposto nesta dissertação. Inicialmente, foram discutidas as principais tecnologias de armazenamento, com destaque para os sistemas baseados em baterias eletroquímicas, especialmente as de íons de lítio e suas variações.

Em seguida, abordou-se o papel do BMS, suas funcionalidades, topologias e estratégias de medição e controle. Foi dada ênfase às vantagens e limitações de diferentes arquiteturas, como centralizado, modular, mestre-seguidor e distribuído, bem como à evolução para sistemas com BCI, que permitem maior controle individualizado, tolerância a falhas e reaproveitamento de baterias com diferentes níveis de degradação.

Também foram detalhadas as principais técnicas de balanceamento do estado de carga, tanto passivas quanto ativas, evidenciando suas aplicações, vantagens e limitações. Os métodos ativos, embora mais complexos, mostraram-se mais eficientes, especialmente em arranjos com grande número de células e maior desbalanceamento.

Por fim, foram discutidas diversas estratégias de carregamento e descarregamento de baterias, com destaque para a operação em corrente pulsada, que se apresenta como uma alternativa promissora na extensão da vida útil das células e na compatibilidade com topologias baseadas em BCI.

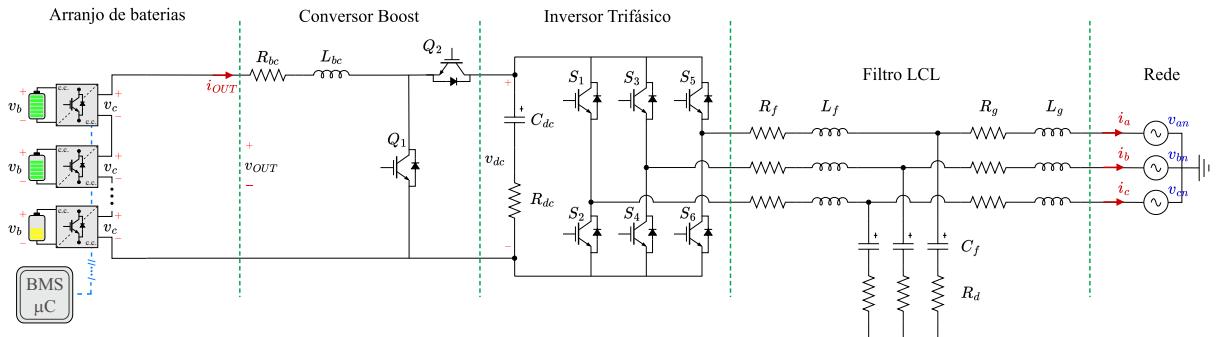
No próximo capítulo, será apresentada a modelagem do BESS, incluindo os modelos adotados para representar os conversores e as BCIs.

3 MODELAGEM DO SISTEMA DE ARMAZENAMENTO EM BATERIAS

O desenvolvimento de novas topologias de BESS tem contribuído significativamente para a evolução desses sistemas, proporcionando maior flexibilidade operacional e permitindo a implementação de técnicas avançadas de carregamento e gerenciamento energético.

Neste capítulo, são apresentadas a modelagem matemática e a descrição da arquitetura do BESS proposta nesta dissertação. Primeiramente, é detalhado o modelo elétrico utilizado para representar o comportamento dinâmico das células. Em seguida, é descrita a topologia de BCI, destacando-se o arranjo desenvolvido para operação das baterias em corrente pulsada, além do sistema de conversão de potência, incluindo detalhes sobre os conversores utilizados e o filtro implementado. Por fim, são discutidas as principais considerações que fundamentaram as escolhas feitas na modelagem e sua relevância para as análises posteriores. A Figura 23 apresenta um esquemático geral da arquitetura do BESS proposta.

Figura 23 – Diagrama do arranjo de BCIs conectado ao sistema de conversão de energia.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

3.1 TOPOLOGIA DE BATERIA

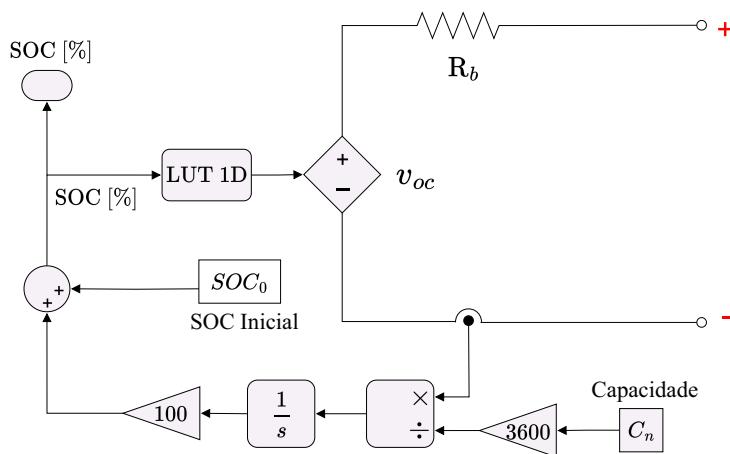
As baterias de íon-lítio desempenham um papel essencial em aplicações modernas, como VEs e os BESSs. Para compreender esses dispositivos, modelos matemáticos são utilizados para descrever o comportamento dinâmico da bateria e auxiliar no gerenciamento do seu estado de carga e desempenho geral. Um dos modelos amplamente utilizados é o modelo de resistência interna, que se baseia na relação entre a Tensão de Circuito Aberto (do inglês, *Open Circuit Voltage*) (OCV) e o SOC (LEE *et al.*, 2008).

O modelo de resistência interna representa a bateria como uma fonte de tensão (OCV) em série com uma resistência. Esse modelo é simples, porém eficaz para prever o comportamento da tensão terminal da bateria sob diferentes condições de carga e descarga.

Além disso, algumas variações desse modelo incorporam elementos adicionais, como redes de resistência e capacitância, que melhoram a representação dos fenômenos dinâmicos, incluindo histerese e difusão (HU; LI; PENG, 2012).

Na presente dissertação, o modelo de resistência interna é utilizado para descrever a dinâmica da bateria, destacando a relação entre a OCV e o SOC. A Figura 24 ilustra a estrutura do modelo adotado, evidenciando a dependência da OCV com o SOC da bateria. Esse modelo auxilia na implementação de modelos matemáticos de estratégias de balanceamento do estado de carga do sistema.

Figura 24 – Representação esquemática do modelo de resistência interna da bateria.



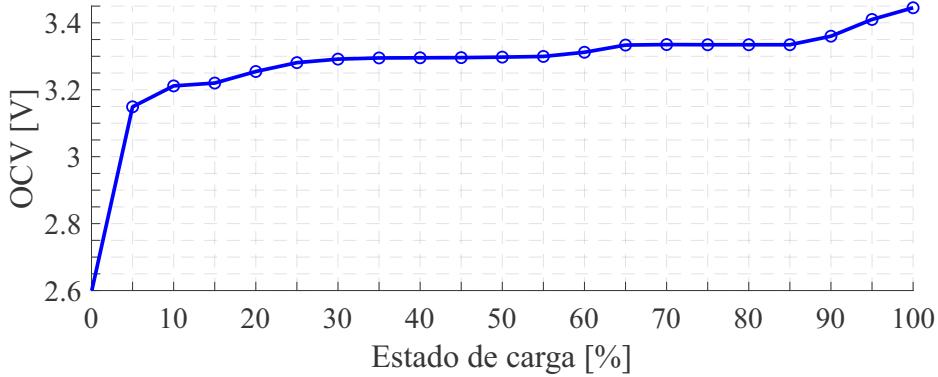
Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Para estimar o SOC, é comum utilizar metodologias baseadas na integração da corrente da bateria, conhecida como contagem de Coulomb (do inglês, *Coulomb Counting*). Esse método considera a variação do SOC a partir de um valor inicial, somando a corrente acumulada ao longo do tempo, normalizada pela capacidade nominal da bateria (ZHU *et al.*, 2023). A relação matemática que descreve essa evolução é dada por:

$$SOC = SOC_0 + \frac{1}{C_n} \int i_b \, dt, \quad (3.1)$$

em que SOC_0 representa o estado de carga inicial, C_n a capacidade nominal e i_b a corrente da bateria. Devido à sua simplicidade de implementação, esse modelo é amplamente empregado em BMSs para calcular o SOC. Após essa estimativa, uma Tabela de Consulta Unidimensional (do inglês, *Look-Up Table 1D*) (LUT 1D) é utilizada para associar o SOC ao OCV. A Figura 25 ilustra a relação entre OCV e SOC, evidenciando a variação da tensão em função do estado de carga. A curva foi extraída do estudo apresentado em Meng *et al.* (2018), o qual utilizou uma célula LiFePO₄/C de 10 Ah e 3,2 V, submetida a ensaios em bancada sob temperatura controlada de 25 °C. Nesse contexto, essa mesma curva também é adotada como referência nesta dissertação.

Figura 25 – Tensão de circuito aberto em função do estado de carga.

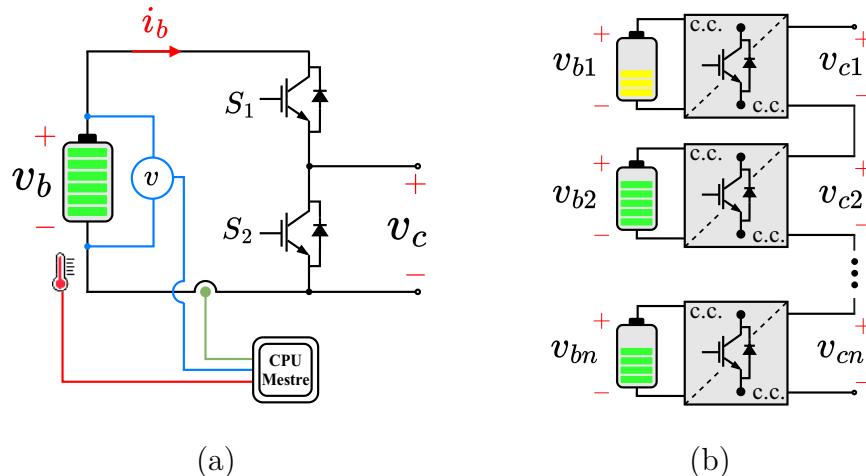


Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

3.2 TOPOLOGIA DO ARRANJO DE BATERIAS COM CONVERSOR INTEGRADO

O modelo de BCI utilizado neste trabalho é baseado em um conversor *half-bridge*, que permite que cada unidade opere de forma independente. Como ilustrado na Figura 26(a), cada bateria é equipada com um conversor e sensores para monitoramento de tensão, corrente e temperatura.

Figura 26 – Bateria com conversor integrado: (a) Topologia do conversor *Half-Bridge*; (b) Conexão utilizada no sistema.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Diferente dos sistemas convencionais, em que todas as baterias compartilham a mesma corrente de carga e descarga, a inclusão do conversor permite o controle individual de cada unidade, possibilitando que operem com perfis de corrente distintos. Conforme mencionado na sessão anterior, essa arquitetura também viabiliza múltiplos modos de operação para cada módulo, incluindo o modo de carga, descarga, *bypass* e o modo de

pass-through. Essas funcionalidades ampliam a flexibilidade e a modularidade do sistema frente a falhas ou degradação de desempenho em alguns módulos.

A arquitetura adotada segue um arranjo em série, conforme ilustrado na Figura 26(b), o que possibilita a operação em corrente pulsada. Essa topologia, originalmente apresentada por Rosa *et al.* (2023), propõe um BESS baseado em conversores *half-bridge*, associado a um algoritmo de controle simples que alterna entre os estados de *pass-through* e *bypass*. Tal abordagem viabiliza a chamada *Warm Redundancy*, na qual uma bateria permanece temporariamente desconectada, permitindo um ciclo de repouso entre as unidades do arranjo. Esse mecanismo não apenas melhora a tolerância a falhas, mas também permite a operação em corrente pulsada (ROSA *et al.*, 2023).

Diferentemente da abordagem apresentada por Rosa *et al.* (2023), este trabalho foca na operação com corrente pulsada, na qual o número de baterias ativas ao mesmo tempo é intencionalmente reduzido. Quando todas as baterias operam simultaneamente, o sistema funciona em modo CC, com um nível de corrente definido como 1 p.u, correspondente ao valor necessário para injetar a potência desejada utilizando todo o banco. No entanto, ao se desativar temporariamente uma ou mais unidades, a corrente fornecida pelo arranjo precisa ultrapassar 1 p.u para manter a mesma potência de saída. Consequentemente, as baterias ativas passam a operar sob condições de sobrecorrente, de forma a compensar a redução no número de unidades em operação.

Além disso, também há diferença na arquitetura de BMS adotada. O trabalho de Rosa *et al.* (2023) utiliza uma abordagem distribuída, com módulos locais responsáveis pelas medições e pelo acionamento dos conversores, além de um módulo central dedicado exclusivamente à coordenação. Já neste estudo, adota-se um BMS centralizado, em que um único sistema executa as medições, a coordenação e o acionamento de cada unidade de forma mais sincronizada. Essa topologia permite uma coordenação mais precisa entre os módulos e contribui para evitar problemas como a inserção de uma bateria antes da retirada da anterior, causados por atrasos de comunicação.

Essa configuração foi projetada para garantir tensão contínua na saída (v_{OUT}), mesmo com a alternância entre baterias operando em corrente pulsada. Para atingir esse objetivo, o BMS coordena todo o sistema e gerencia cada unidade de bateria individualmente. Ele calcula uma série de pulsos com o mesmo formato, mas defasados, e os envia aos conversores de cada módulo, controlando o estado operacional de cada bateria e promovendo a alternância entre períodos de condução e repouso (TEODORESCU *et al.*, 2021).

Considerando um BESS com um arranjo de n baterias, onde m delas podem ser colocadas em descanso, o sistema nunca terá todas as n baterias operando simultaneamente. Como resultado, a tensão de saída do sistema não será simplesmente a soma das tensões de todas as n baterias, mas sim determinada pelas unidades que estão ativas naquele

momento, excluindo aquelas que estão temporariamente em descanso ou removidas devido a falha. Portanto, a tensão de saída v_{OUT} pode ser expressa como:

$$v_{OUT} = \sum_{i=1}^n v_{c,i} \cdot \delta_i, \quad (3.2)$$

em que $v_{c,i}$ é a tensão na i -ésima BCI e δ_i é uma variável que indica o estado da bateria, de forma que $\delta_i = 1$ quando a unidade está inclusa no sistema e $\delta_i = 0$ quando está desativada do sistema.

Para garantir tensão contínua na saída do arranjo, o ciclo de trabalho deve ser ajustado de forma que a transição entre as baterias ocorra de maneira sincronizada. Isso significa que, quando uma bateria é retirada de operação para entrar em repouso, outra deve ser ativada para substituí-la. Para que isso aconteça, o ciclo de trabalho D deve ser definido como:

$$D = \frac{n - m}{n}. \quad (3.3)$$

O controle dos pulsos é realizado por meio da comparação entre sinais triangulares defasados e o ciclo de trabalho, conforme ilustrado na Figura 27(a). Nessa representação, o atraso Δt_i aplicado à forma de onda triangular da i -ésima bateria é definido por:

$$\Delta t_i = \frac{i - 1}{nf}, \quad (3.4)$$

em que f representa a frequência dos pulsos. Dessa forma, o BMS gera sinais de controle com frequência f e período T , que determinam os instantes de inserção e retirada de cada unidade, conforme ilustrado na Figura 27(b).

Além disso, a frequência f pode ser definida diretamente ou calculada com base em um tempo de descanso pré-definido t_d . Nesse caso, a frequência é dada por:

$$f = \frac{1 - D}{t_d} = \frac{m}{t_d n}. \quad (3.5)$$

Por fim, a corrente instantânea fornecida ao arranjo de baterias durante a operação pulsada é dada por:

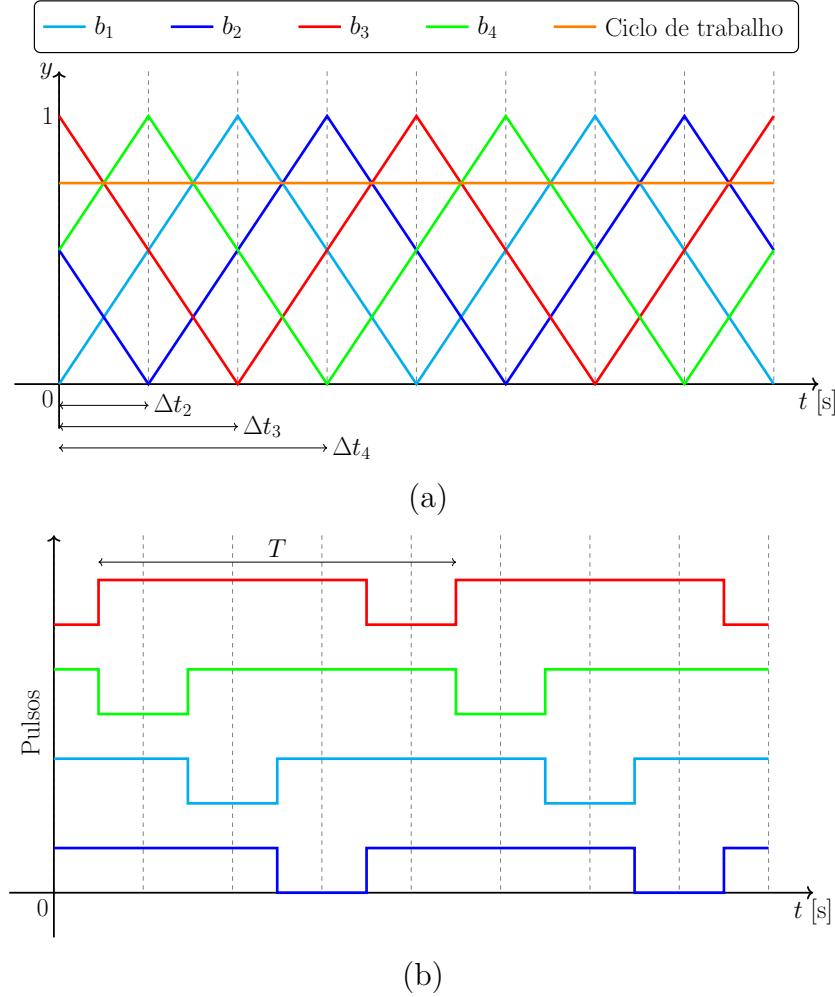
$$i_{OUT,p} = \frac{P_{ref}}{(n - m)v_b}, \quad (3.6)$$

em que P_{ref} representa a potência ativa de referência definida para a operação do sistema e v_b é a tensão das baterias após o balanceamento do sistema.

Esse valor é superior à corrente obtida na operação convencional em CC, cujo valor é dado por:

$$i_{OUT,cc} = \frac{P_{ref}}{nv_b}. \quad (3.7)$$

Figura 27 – Geração dos pulsos de controle no BMS: (a) Sinais triangulares defasados comparados ao ciclo de trabalho; (b) Pulsos de controle resultantes, utilizados para a ativação e desativação das baterias.



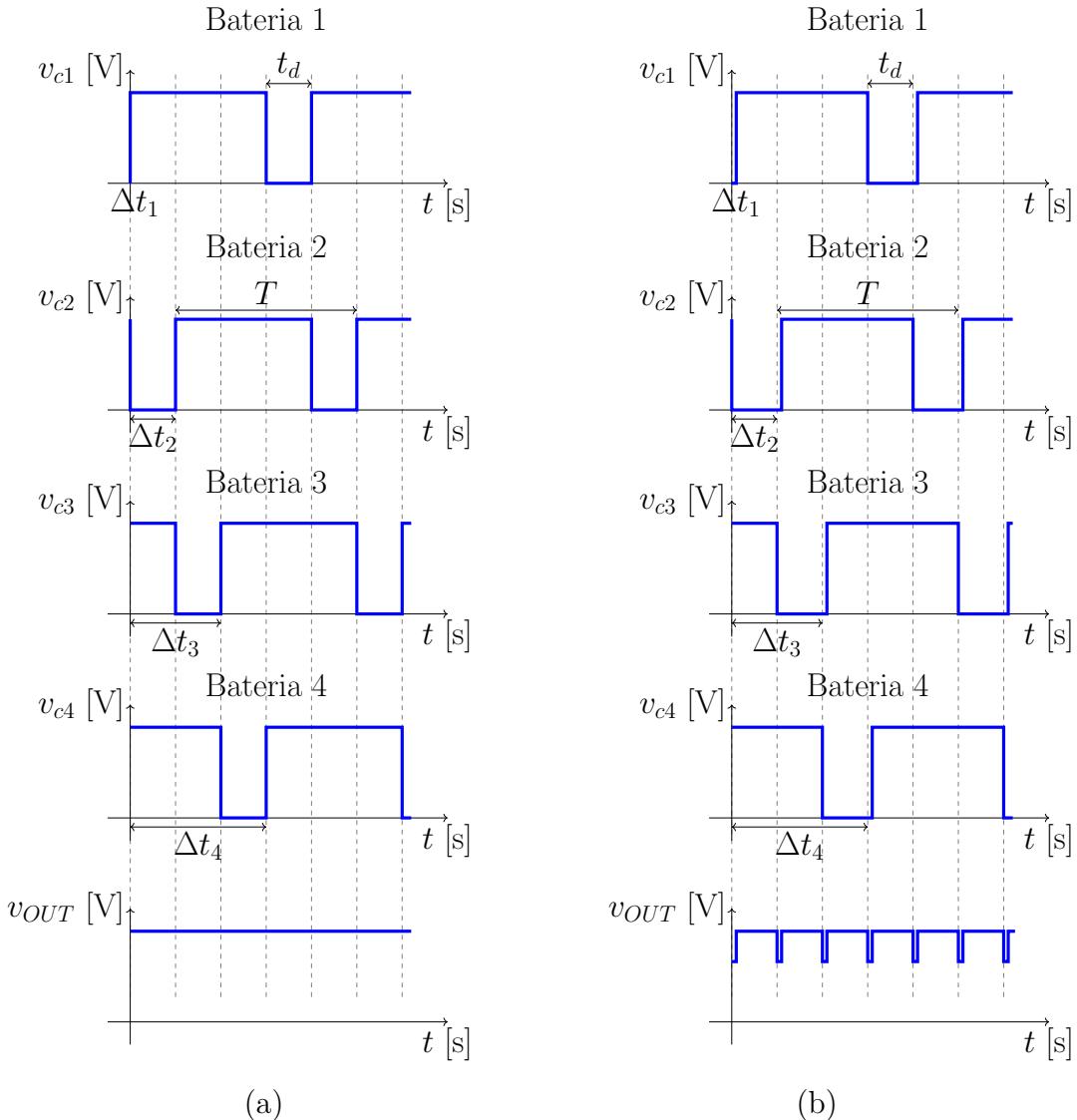
Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

No sistema descrito, os pulsos são defasados conforme definido pela equação (3.4), de modo a garantir que, em qualquer instante, $n - m$ baterias estejam ativas, enquanto m permaneçam em repouso. A Figura 28(a) ilustra as formas de onda da tensão nesse modo de operação, considerando o exemplo de um sistema com 4 BCIs, em que 1 permanece em descanso.

Entretanto, na prática, os sinais de controle não são perfeitamente sincronizados. Isso ocorre porque os interruptores eletrônicos não são ideais, apresentando tempos de comutação finitos, atrasos de acionamento e variações na resposta, decorrentes de diferenças construtivas entre os dispositivos. Como consequência, podem ocorrer instantes em que uma bateria é conectada antes que a anterior tenha sido devidamente desconectada, resultando em sobretensões da ordem de $(n - m + 1)v_b$ (ROSA *et al.*, 2023).

Para mitigar esse problema, é necessário introduzir um pequeno atraso entre os comandos de comutação, de forma a garantir que a remoção de uma bateria ocorra antes

Figura 28 – Formas de onda da tensão em um sistema com 4 BCIs: (a) Sem atraso entre os pulsos; (b) Com atraso entre os pulsos.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

da inserção da próxima. Esse atraso causa uma queda momentânea de tensão, fazendo com que, por curtos intervalos de tempo, a tensão de saída v_{OUT} seja reduzida para $(n - m - 1)v_b$. Quanto maior for o valor de n em relação a m , menor será a queda de tensão (ROSA *et al.*, 2023). Para ilustrar esse comportamento, a Figura 28(b) apresenta a forma de onda da tensão de saída de um sistema com 4 BCIs, evidenciando quedas equivalentes à tensão de 1 bateria durante a comutação entre as unidades ativas.

3.3 TOPOLOGIA DO SISTEMA DE CONVERSÃO DE POTÊNCIA (PCS)

O PCS é responsável por controlar o fluxo de energia entre o arranjo de BCIs e a rede corrente alternada (c.a.). No sistema proposto, foi adotada uma arquitetura em

dois estágios, composta por um conversor bidirecional *boost-buck*, que regula a corrente das baterias, e um conversor c.c.-c.a. trifásico, responsável pela injeção ou absorção de potência na rede elétrica. Para garantir a qualidade da energia fornecida, um filtro LCL é inserido na saída do conversor trifásico, atenuando os harmônicos introduzidos pelo processo de modulação.

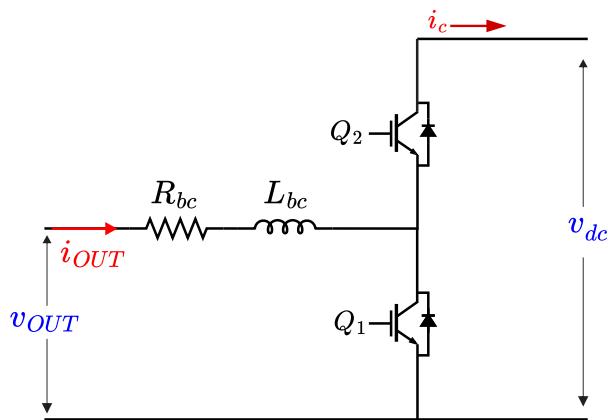
A seguir, são detalhados os principais blocos que compõem essa topologia.

3.3.1 Conversor Bidirecional *boost-buck*

O conversor bidirecional *boost-buck* é um tipo de conversor c.c.-c.c. que permite a transferência de energia em ambos os sentidos, ou seja, pode operar tanto como elevador de tensão no sentido direto quanto como redutor de tensão no sentido reverso (HART, 2010). Essa característica é possível quando se utilizam dispositivos semicondutores controláveis, como MOSFET ou Transistor Bipolar com Gatilho Isolado (do inglês, *Insulated Gate Bipolar Transistor*) (IGBT), em substituição ao diodo da topologia convencional. Isso torna o conversor especialmente útil em aplicações com baterias ou supercapacitores, pois permite tanto o carregamento quanto o descarregamento controlado desses elementos.

A estrutura básica do conversor bidirecional *boost-buck* utilizada neste trabalho é composta por um indutor, dois interruptores semicondutores e dois diodos em antiparalelo, conforme ilustrado na Figura 29. O controle dos interruptores é realizado de forma complementar, de modo a alternar o sentido e a intensidade do fluxo de energia.

Figura 29 – Diagrama de um conversor bidirecional *boost-buck*.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

No contexto deste trabalho, o conversor bidirecional *boost-buck* realiza a interface entre os módulos de baterias e o barramento c.c. comum do sistema. Sua principal função é regular o fluxo de potência conforme a demanda operacional. Durante a descarga, opera no modo *boost*, elevando a tensão dos módulos para o nível requerido no barramento. Já no processo de carga, o conversor atua no modo *buck*, reduzindo a tensão do barramento

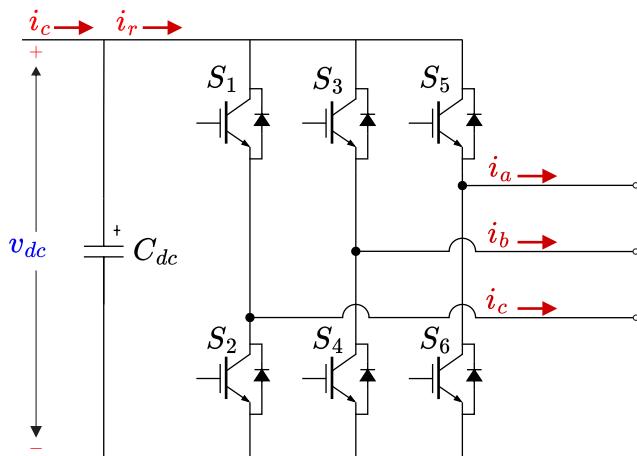
para os níveis adequados de carregamento das baterias e controlando a corrente fornecida a cada módulo das BCIs.

3.3.2 Conversor Trifásico (VSC)

O Conversor Fonte de Tensão (do inglês, *Voltage Source Converter*) (VSC) trifásico é responsável por realizar a conversão de energia do barramento c.c. para o sistema c.a. trifásico. Essa conversão permite alimentar cargas em c.a. ou injetar potência na rede elétrica com controle da amplitude, frequência e fase das tensões e correntes geradas.

A topologia empregada corresponde a um inversor de dois níveis em ponte completa, formado por seis interruptores semicondutores do tipo IGBT, organizados em três pares complementares, cada um deles acompanhado por um diodo conectado em antiparalelo, conforme ilustrado na Figura 30. Os interruptores de cada fase são acionados de forma complementar, ou seja, quando o interruptor superior está ligado, o inferior está desligado, e vice-versa. Para evitar curto-circuitos diretos no barramento c.c. durante as comutações, é inserido um pequeno intervalo de tempo definido como tempo morto (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 1995).

Figura 30 – Diagrama de um conversor trifásico fonte de tensão.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Apesar dos IGBTs serem os dispositivos adotados na topologia do VSC deste projeto, outros semicondutores autocomutados, como MOSFETs ou Tiristores Desligáveis por Porta (do inglês, *Gate Turn-Off Thyristors*) (GTOs), também podem ser utilizados, dependendo da aplicação e dos requisitos de comutação e corrente.

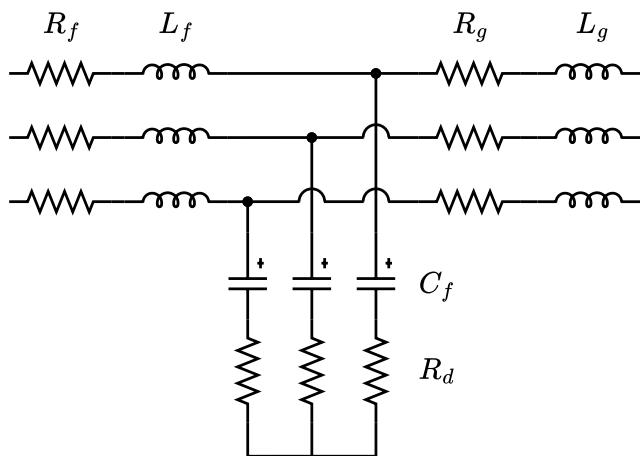
No arranjo proposto, o VSC estabelece a conexão entre o sistema de armazenamento e a rede c.a., podendo operar como inversor ou retificador, de acordo com a direção do fluxo de potência. Enquanto o controle da potência ativa é realizado pelo conversor c.c.-c.c., cabe ao VSC a regulação da potência reativa e da tensão no barramento c.c., que o conecta ao estágio c.c.-c.c. A geração das formas de onda na saída do VSC é viabilizada por técnicas

de modulação PWM, que permitem a síntese de sinais senoidais mesmo com a comutação discreta dos dispositivos semicondutores, a qual introduz harmônicos indesejados. Para mitigar esses componentes, utiliza-se um filtro LCL na saída do conversor, conforme será descrito na subseção seguinte.

3.3.3 Filtro LCL

O filtro LCL é uma topologia de terceira ordem amplamente empregada como filtro de saída em conversores VSC, com a finalidade de atenuar os harmônicos de alta frequência decorrentes da comutação dos semicondutores. A estrutura inclui dois indutores e um capacitor, sendo um indutor conectado ao lado do conversor, o outro ao lado da rede (ou carga), e o capacitor interligando ambos, conforme ilustrado na Figura 31. Os elementos do filtro são considerados em sua forma não ideal, incorporando a resistência série de cada indutor e um termo de amortecimento associado ao capacitor, de modo a representar com maior fidelidade o comportamento físico do LCL. Quando comparado aos filtros do tipo L e LC, o filtro LCL apresenta maior capacidade de atenuação de harmônicos em frequências próximas à frequência de comutação, com uma taxa típica de -60 dB/década após a frequência de corte, sem afetar significativamente a componente fundamental da tensão (BERES *et al.*, 2016). Essa característica, somada à possibilidade de utilizar componentes passivos de menores dimensões, torna-o uma alternativa atrativa em aplicações que exigem elevada qualidade de energia.

Figura 31 – Diagrama de um filtro LCL.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Além disso, o filtro LCL apresenta uma série de benefícios adicionais, tais como:

- Melhor desempenho dinâmico mesmo em baixas frequências de comutação, o que é vantajoso em aplicações de alta potência nas quais as perdas por comutação são críticas (HAMZA; LINDA; CHERIF, 2015);

- Redução de peso, volume e custo dos componentes, quando comparado aos filtros L e LC (GOMES; CUPERTINO; PEREIRA, 2018);
- Menor sensibilidade às variações de impedância da rede elétrica, graças à presença de uma segunda indutância que atua como limitadora da corrente no capacitor (CHA; VU, 2010);
- Melhor desacoplamento entre o conversor e a rede, com menor ondulação de corrente no indutor de saída, contribuindo para uma característica de filtragem superior (BERES *et al.*, 2016).

Entretanto, uma das principais limitações do filtro LCL é a presença de um pico de ressonância natural entre seus elementos passivos, o que pode comprometer a estabilidade do sistema se não for devidamente amortecido (ALRAJHI *et al.*, 2025). Para mitigar esse efeito, podem ser adotadas técnicas de amortecimento passivo, por meio da inserção de resistores físicos (R_d), ou estratégias de amortecimento ativo, como o uso de resistores virtuais, que permitem dissipar a energia de ressonância sem acarretar em perdas resistivas adicionais (GOMES; CUPERTINO; PEREIRA, 2018).

Dessa forma, considerando as vantagens apresentadas por essa topologia, o filtro LCL será utilizado neste trabalho. Ressalta-se que seu dimensionamento foi realizado com base na metodologia proposta por Gomes, Cupertino e Pereira (2018), visando garantir um desempenho adequado nas condições operacionais do sistema.

3.4 PROJETO DOS CONTROLADORES DO SISTEMA DE CONVERSÃO DE ENERGIA

Esta seção apresenta o projeto dos controladores responsáveis pela operação do PCS do BESS. A seguir, são apresentados o circuito de sincronismo, a técnica de modulação vetorial empregada no inversor trifásico e o dimensionamento dos controladores das malhas internas e externas do sistema. O desenvolvimento desses controladores é realizado a partir dos modelos linearizados dos conversores, garantindo estabilidade, adequada separação entre malhas e bom desempenho dinâmico durante a operação.

3.4.1 Circuito de Sincronismo

O (do inglês, *Phase-Locked Loop*) (PLL) baseado no sistema de coordenadas síncronas utiliza a transformação de coordenadas para identificar e acompanhar a frequência e o ângulo de fase de sinais de tensão ou corrente em sistemas elétricos trifásicos (ALMEIDA, 2011).

Esse método se baseia na conversão das tensões trifásicas (abc) para o referencial síncrono (dq), onde a componente de tensão no eixo q se anula quando o referencial

está sincronizado com o sinal da rede. Essa abordagem é conhecida como *Synchronous Reference Frame Phase-Locked Loop* (SRF-PLL) (BLAABJERG *et al.*, 2006), e consiste em um sistema de controle em malha fechada que estima continuamente a frequência e o ângulo ρ da transformação de Park, ajustando-os de forma que v_q tenda a 0 em regime permanente.

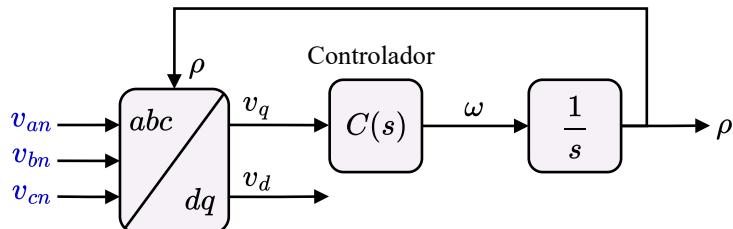
Considerando um sistema equilibrado e livre de distorções, as tensões transformadas podem ser expressas como:

$$\begin{cases} v_d = \hat{V} \cos(\omega_1 t + \theta_{V1} - \rho) \\ v_q = \hat{V} \sin(\omega_1 t + \theta_{V1} - \rho) \end{cases}, \quad (3.8)$$

em que \hat{V} representa a amplitude da tensão fundamental, ω_1 a frequência da rede, θ_{V1} o ângulo de fase da componente fundamental e ρ é o ângulo de sincronismo calculado pelo PLL.

Note que, de acordo com (3.8), se $\rho = \omega_1 t + \theta_{V1}$, tem-se que $v_d = \hat{V}$ e $v_q(t) = 0$. A partir dessa condição, é possível desenvolver um controlador capaz de ajustar dinamicamente o ângulo ρ do referencial síncrono, de forma que a componente v_q seja anulada em regime permanente. A Figura 32 mostra a estrutura do SRF-PLL.

Figura 32 – Diagrama esquemático do SRF-PLL.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Analizando-se esta estrutura da figura, tem-se:

$$\omega = \frac{d\rho}{dt} = C(\rho)\hat{V} \sin(\omega_1 t + \theta_{V1} - \rho). \quad (3.9)$$

A dinâmica do circuito SRF-PLL é inherentemente não linear, pois envolve a sincronização do ângulo ρ com o argumento $\omega t + \theta_{V1}$ (YAZDANI; IRAVANI, 2010).

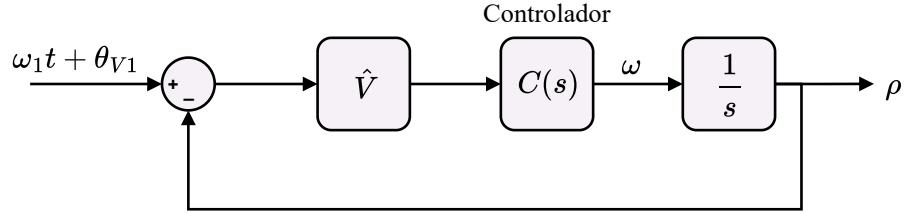
Contudo, é possível linearizar essa dinâmica assumindo $(\omega t + \theta_{V1} - \rho)$ é suficientemente pequeno. Nessas condições (3.9) pode ser expressa de forma linear:

$$\frac{d\rho}{dt} = C(\rho)\hat{V}(\omega_1 t + \theta_{V1} - \rho), \quad (3.10)$$

A equação (3.10), obtida a partir da linearização da expressão não linear de (3.9), caracteriza o comportamento dinâmico do sistema de sincronismo. Ao aplicar a

Transformada de Laplace nesta expressão, obtém-se sua representação no domínio da frequência, que pode ser modelada por meio do diagrama de blocos apresentado na Figura 33.

Figura 33 – Diagrama do modelo linearizado do SRF-PLL.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

A função de transferência de malha fechada pode ser escrita como:

$$M_{f_{PLL}}(s) = \frac{C(s)\hat{V}}{s + C(s)\hat{V}}. \quad (3.11)$$

Neste trabalho o controle foi realizado por um controlador PI, que pode ser representado por:

$$C(s) = \frac{K_{p,PLL}s + K_{i,PLL}}{s}, \quad (3.12)$$

em que $K_{p,PLL}$ e $K_{i,PLL}$ representam os ganhos proporcional e integral do controlador.

Substituindo (3.12) em (3.11) é possível obter:

$$M_{f_{PLL}}(s) = \frac{(K_{p,PLL}s + K_{i,PLL})\hat{V}}{s^2 + (K_{p,PLL}s + K_{i,PLL})\hat{V}}. \quad (3.13)$$

Comparando (3.13) com a forma canônica, dada por:

$$H(s) = \frac{2\xi\omega_m s + \omega_m^2}{s^2 + 2\xi\omega_m s + \omega_m^2}, \quad (3.14)$$

é possível obter as seguintes relações:

$$\begin{cases} K_{p,PLL} = \frac{2\xi\omega_m}{\hat{V}} \\ K_{i,PLL} = \frac{\omega_m^2}{\hat{V}} \end{cases}. \quad (3.15)$$

As relações presentes em (3.15) permitem obter os ganhos do controlador. Geralmente considera-se $\xi = \frac{1}{\sqrt{2}}$. Quanto maior o valor de ω_m , mais rápida é a sincronização

e maior é a sensibilidade a distúrbios na rede. Neste trabalho considerou-se $\omega_m = 2\pi 20$ rad/s para um sistema de 60 Hz.

3.4.2 Modulação Vetorial

A técnica de modulação PWM é uma estratégia amplamente adotada no controle de inversores trifásicos. Seu princípio consiste na comparação entre uma forma de onda de referência, geralmente senoidal, e uma portadora de alta frequência com formato triangular. Essa comparação determina os instantes de comutação dos dispositivos semicondutores do conversor, possibilitando o controle da forma de onda de saída (HOLMES; LIPO, 2003). Dentre as abordagens mais tradicionais, destaca-se a Modulação Senoidal por Largura de Pulso (do inglês, *Sinusoidal Pulse Width Modulation*) (SPWM), cujo funcionamento baseia-se na comparação entre as referências senoidais e a portadora triangular na frequência de comutação (SCHONUNG, 1964).

No entanto, essa abordagem limita a operação linear à condição em que a tensão do barramento c.c. seja, no mínimo:

$$V_{dc,min} = 2V_{f,pico}. \quad (3.16)$$

Essa limitação decorre do fato de que o tempo útil de condução dos dispositivos semicondutores está diretamente relacionado à amplitude do sinal modulante, o que impõe um limite ao índice de modulação e reduz o aproveitamento da tensão disponível no barramento. Diante dessa restrição, técnicas que incorporam sequência zero e exploram a formulação vetorial do inversor ganham relevância, em especial o Modulação por Vetor Espacial de Largura de Pulso (do inglês, *Space Vector Pulse Width Modulation*) (SVPWM).

A técnica SVPWM, baseia-se na representação das combinações de comutação do inversor como vetores no plano complexo. Cada estado de condução dos interruptores é associado a um vetor fixo, de modo que a tensão desejada no tempo médio pode ser sintetizada pela combinação ponderada desses vetores ao longo de um período de comutação.

Entre os oito vetores possíveis, seis são ativos e dois correspondem a estados nulos, sendo estes últimos fundamentais para permitir a modulação dentro da região linear. Essa abordagem garante uma utilização mais eficiente do tempo de comutação e permite que a tensão de linha eficaz atinja o valor da tensão do barramento c.c. no limite da operação linear (BUSO; MATTAVELLI, 2006).

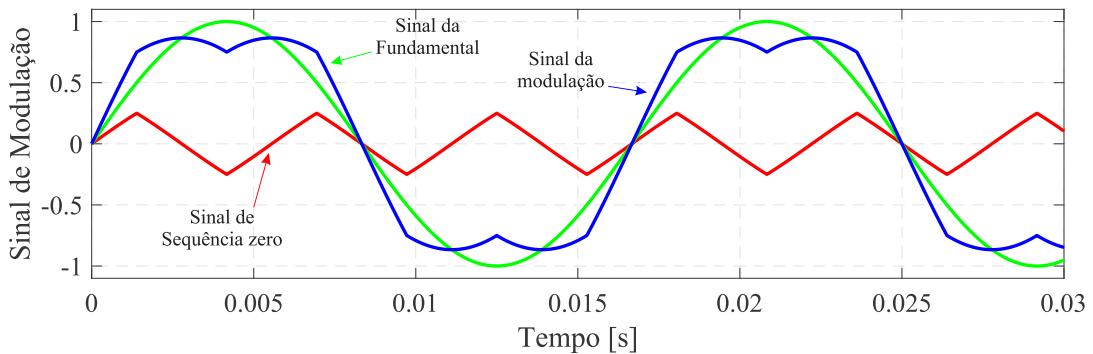
O SVPWM é considerado uma das estratégias mais eficazes para injeção de sequência zero, sendo capaz de alcançar um índice de modulação máximo dado por:

$$M_{max} = \frac{2}{\sqrt{3}} \approx 1,155, \quad (3.17)$$

o que representa um ganho de aproximadamente 15 % em relação à SPWM tradicional. Uma de suas implementações utiliza quatro vetores por ciclo, sendo dois ativos adjacentes ao vetor de referência e dois nulos. Esse arranjo permite que apenas um dispositivo semicondutor seja comutado por vez, minimizando as perdas por comutação (BUSO; MATTAVELLI, 2006).

A Figura 34 ilustra o processo de modulação adotado no algoritmo SVPWM implementado neste trabalho, o qual consiste na adição de uma componente de sequência zero ao sinal de referência. Essa componente é calculada com base na abordagem proposta por Hava, Kerkman e Lipo (1999), na qual se considera, a cada instante, o menor valor entre as três tensões modulantes, multiplicado por um fator de 0,5. A adição dessa componente desloca verticalmente as referências senoidais sem alterar sua forma relativa, garantindo simetria na modulação e possibilitando índices de modulação superiores a 1 sem entrar em sobremodulação.

Figura 34 – Sinal de Modulação.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

3.4.3 Projeto do Controlador do Conversor Bidirecional *boost-buck*

O objetivo do controle do conversor bidirecional *boost-buck* é regular o fluxo de potência entre o BESS e a rede, determinando tanto o instante de carga e descarga quanto a potência a ser transferida. Esse controle é realizado a partir da regulação da corrente i_{OUT} , cuja referência é definida pela razão entre a potência desejada e a tensão de saída do arranjo de baterias, conforme expresso por:

$$i_{OUT}^* = \frac{P_{ref}}{v_{OUT}}, \quad (3.18)$$

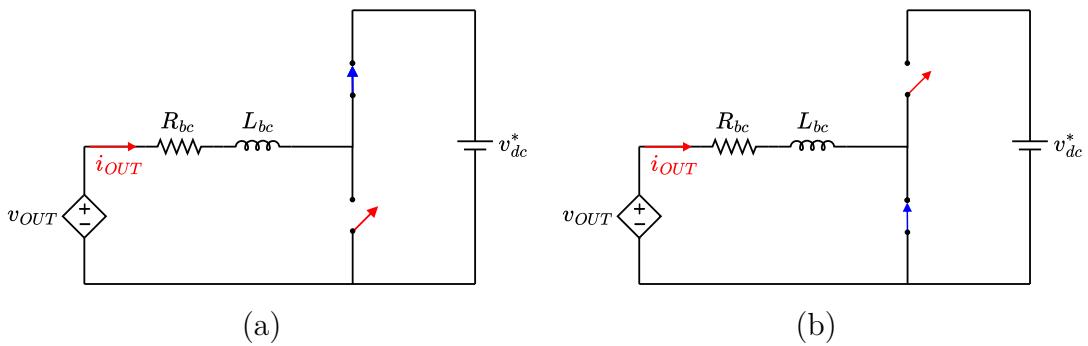
onde P_{ref} representa a potência ativa de referência e v_{OUT} é a tensão de saída do arranjo de BCIs.

Para a modelagem, considera-se que os interruptores do conversor operam de forma complementar, isto é, quando um interruptor está ligado o outro permanece desligado. Assume-se ainda que a tensão do barramento c.c. do inversor permanece constante durante a

operação e que apenas as perdas ôhmicas no indutor são consideradas, sendo negligenciadas outras perdas, como as associadas à comutação dos dispositivos semicondutores.

Assumindo as simplificações previamente descritas, o circuito equivalente do conversor bidirecional *boost-buck* pode ser representado por dois estados operacionais distintos, conforme ilustrado na Figura 35. Essa característica permite modelar o sistema por meio de espaço de estados, no qual o comportamento dinâmico depende do estado dos interruptores de comutação. Aplicando o operador de média móvel às equações do sistema, obtém-se o modelo médio em espaço de estados para sinais de grande amplitude.

Figura 35 – Estados operacionais do conversor bidirecional *boost-buck*: (a) Estado 1: Q_2 fechado e Q_1 aberto; (b) Estado 2: Q_2 aberto e Q_1 fechado.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Esse modelo é ponderado pelo ciclo de trabalho d_m do sinal PWM e seu complementar $d'_m = 1 - d_m$:

$$\begin{cases} \dot{\bar{\mathbf{x}}} = d_m [\mathbf{A}_1 \bar{\mathbf{x}} + \mathbf{B}_1 \bar{\mathbf{u}}] + d'_m [\mathbf{A}_0 \bar{\mathbf{x}} + \mathbf{B}_0 \bar{\mathbf{u}}] \\ \bar{\mathbf{y}} = d_m [\mathbf{C}_1 \bar{\mathbf{x}} + \mathbf{E}_1 \bar{\mathbf{u}}] + d'_m [\mathbf{C}_0 \bar{\mathbf{x}} + \mathbf{E}_0 \bar{\mathbf{u}}] \end{cases} \quad (3.19)$$

O ponto de operação médio em regime permanente é obtido ao se considerar entradas constantes, isto é, $d_m = D_m$ e $\bar{\mathbf{u}} = \mathbf{U}$, bem como vetores de estado e saída constantes, $\bar{\mathbf{x}} = \mathbf{X}$ e $\bar{\mathbf{y}} = \mathbf{Y}$. Nessas condições, as equações de equilíbrio do sistema assumem a forma (ALMEIDA *et al.*, 2025):

$$\begin{aligned} \mathbf{0} &= [D_m \mathbf{A}_1 + D'_m \mathbf{A}_0] \mathbf{X} + [D_m \mathbf{B}_1 + D'_m \mathbf{B}_0] \mathbf{U} \\ \mathbf{Y} &= [D_m \mathbf{C}_1 + D'_m \mathbf{C}_0] \mathbf{X} + [D_m \mathbf{E}_1 + D'_m \mathbf{E}_0] \mathbf{U} \end{aligned} \quad (3.20)$$

Dessa forma, tem-se que:

$$\mathbf{A}_1 = \left[-\frac{R}{L} \right], \quad \mathbf{A}_0 = \left[-\frac{R}{L} \right],$$

$$\mathbf{B}_1 = \left[\frac{1}{L} \quad -\frac{1}{L} \right], \quad \mathbf{B}_0 = \left[\frac{1}{L} \quad 0 \right],$$

$$\mathbf{C}_1 = [1], \quad \mathbf{C}_0 = [1], \quad (3.21)$$

$$\mathbf{E}_1 = [0 \ 0], \quad \mathbf{E}_0 = [0 \ 0],$$

$$\mathbf{X} = [i_{OUT}], \quad \mathbf{U} = \begin{bmatrix} v_{OUT} \\ v_{dc}^* \end{bmatrix}.$$

Pode-se definir que:

$$\begin{cases} \mathbf{A} \triangleq D_m \mathbf{A}_1 + D'_m \mathbf{A}_0 \\ \mathbf{B} \triangleq D_m \mathbf{B}_1 + D'_m \mathbf{B}_0 \\ \mathbf{C} \triangleq D_m \mathbf{C}_1 + D'_m \mathbf{C}_0 \end{cases} . \quad (3.22)$$

Assumindo o sistema descrito pelas equações médias obtidas anteriormente, a solução em regime permanente para os estados e a saída pode ser escrita como:

$$\begin{cases} \mathbf{X} = -\mathbf{A}^{-1} \mathbf{B} \mathbf{U} \\ \mathbf{Y} = (-\mathbf{C} \mathbf{A}^{-1} \mathbf{B} + \mathbf{E}) \mathbf{U} \end{cases}, \quad (3.23)$$

onde \mathbf{X} e \mathbf{Y} representam, respectivamente, o vetor de estados e a saída em regime permanente, enquanto \mathbf{U} é o vetor de entrada.

Geralmente, o modelo médio obtido é não linear, uma vez que as matrizes \mathbf{A} , \mathbf{B} e \mathbf{C} podem depender do ciclo de trabalho d e das entradas \mathbf{u} . Para fins de análise e projeto de controle, é conveniente obter um modelo linearizado. Isso é feito a partir da linearização do modelo médio em torno de um ponto de operação $(\mathbf{U}, D_m, \mathbf{X})$. Para isso, cada variável é decomposta em sua componente de valor médio (em regime permanente) e em pequenos sinais:

$$\begin{cases} \bar{\mathbf{x}} \triangleq \mathbf{X} + \tilde{\mathbf{x}} \\ d_m \triangleq D_m + \tilde{d}_m \\ \bar{\mathbf{u}} \triangleq \mathbf{U} + \tilde{\mathbf{u}} \\ \bar{\mathbf{y}} \triangleq \mathbf{Y} + \tilde{\mathbf{y}} \end{cases} . \quad (3.24)$$

Essas expressões permitem a derivação do modelo de espaço de estados em pequenos sinais, que representa o comportamento dinâmico do sistema em torno do ponto de operação, sendo essencial para análise de estabilidade e projeto dos controladores.

Substituindo a Equação (3.24) na Equação (3.19), aplicando a Transformada de Laplace e realizando as devidas manipulações algébricas, obtém-se:

$$\tilde{\tilde{i}}_{OUT} = \begin{bmatrix} F_{11}(s) & F_{12}(s) & F_{13}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{\tilde{v}}_{OUT} \\ \tilde{\tilde{v}}_{dc}^* \\ \tilde{\tilde{d}} \end{bmatrix}. \quad (3.25)$$

Dessa forma, é possível observar que a função F_{13} relaciona a corrente $\tilde{\tilde{i}}_{OUT}$ e o ciclo de trabalho $\tilde{\tilde{d}}_m$, denominada por:

$$G_{cc,cc}(s) = \frac{\tilde{\tilde{i}}_{OUT}(s)}{\tilde{\tilde{d}}_m(s)} = -\frac{V_{dc}}{L_{bc}s + R_{bc}}. \quad (3.26)$$

Para fins de projeto do controlador, a função de transferência é normalizada por V_{dc} , resultando em uma planta independente da tensão de barramento. Essa simplificação é válida sob a suposição de que V_{dc} permanece aproximadamente constante durante a operação dinâmica.

Dessa forma, adota-se um Controlador Proporcional–Integral de Dois Graus de Liberdade (2DOF-PI) (ÅSTRÖM; HÄGGLUND, 1995), em que o ganho $k_{p,dc}$ é dividido em dois termos, $k_{p1,dc}$ aplicado na realimentação e $k_{p2,dc}$ aplicado na malha direta. Essa divisão permite eliminar o zero introduzido pela estrutura convencional do PI, resultando em uma função de transferência com apenas 2 polos e resposta sem sobressinal. Dessa forma, obtém-se a seguinte função de transferência em malha fechada:

$$G_{cc,cc,mf}(s) = \frac{k_{p1,bc}s + K_i}{L_{bc}s^2 + (R_{bc} + k_{p2,bc})s + k_{i,bc}}, \quad (3.27)$$

onde $k_{p1,bc}$, $k_{p2,bc}$ e $k_{i,bc}$ representam os ganhos proporcional e integral, respectivamente. O ajuste desses ganhos é realizado por *alocação de polos*, o que assegura estabilidade e resposta adequada do sistema. Os ganhos são definidos a partir das frequências desejadas onde:

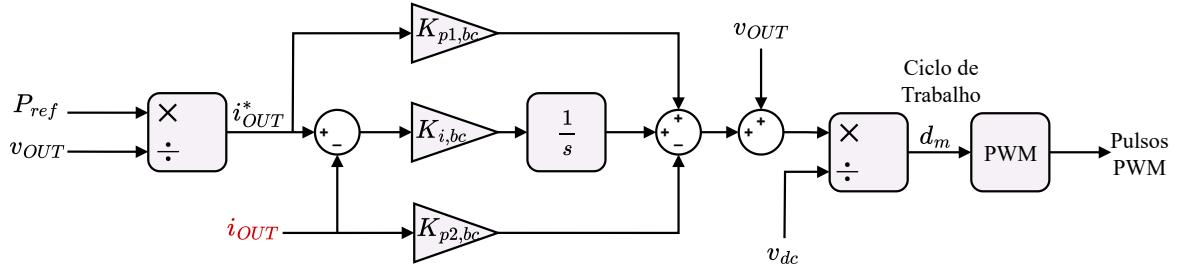
$$\begin{cases} k_{p1,bc} = 0 \\ k_{p2,bc} = -2\omega_{n,bc}L_{bc} + R_{bc} \\ k_{i,bc} = -(\omega_{n,bc})^2L_{bc} \end{cases} \quad (3.28)$$

onde $\omega_{n,bc}$ é a frequência natural angular, com $\xi = 1$ assumido para amortecimento crítico. Como $\omega_{n,bc} = 2\pi f_{bc}$, adota-se tipicamente f_{bc} dez vezes menor que a frequência de comutação, de modo a desprezar atrasos causados por tempo morto, sensores e outras dinâmicas do conversor.

Adicionalmente, pode-se empregar uma ação *feedforward* da tensão v_{OUT} na malha de controle. Essa ação antecipa os efeitos de variações em v_{OUT} sobre a corrente, reduzindo o esforço da malha de realimentação e melhorando a resposta dinâmica. Tal estratégia é especialmente útil para compensar pequenas variações oriundas do tempo morto, resultando

em melhor desempenho do sistema. A estrutura completa do controle, incluindo o controlador PI com realimentação e ação *feedforward*, é apresentada na Figura 36.

Figura 36 – Estrutura de controle de potência do conversor bidirecional *boost-buck*.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

3.4.4 Projeto dos Controladores do Inversor Trifásico

Para fins de modelagem e projeto do sistema de controle, considera-se que as tensões da rede são senoidais, balanceadas e sem a presença de harmônicos. Embora a interface com a rede seja realizada por meio de um filtro LCL, adota-se, para fins de simplificação do modelo de controle, a aproximação na qual a capacidade e a resistência de amortecimento do filtro é desprezada. Essa abordagem é comum em aplicações onde o controle é focado no lado do conversor e permite reduzir a ordem do sistema, facilitando o projeto do controlador. Dessa forma, considera-se que a impedância vista do ponto de controle é composta pela soma das indutâncias e resistências do lado do conversor (R_f e L_f) e da rede (R_g e L_g), ou seja:

$$\begin{cases} L_{\text{eq}} = L_f + L_g \\ R_{\text{eq}} = R_f + R_g \end{cases} \quad (3.29)$$

A partir dessa simplificação, a dinâmica do estágio de entrada do inversor pode ser representada no referencial síncrono dq , resultando nas seguintes equações diferenciais (ALMEIDA, 2011):

$$\begin{cases} v_{rd} = -R_{\text{eq}}i_d - L_{\text{eq}}\frac{di_d}{dt} + \omega_n L_{\text{eq}}i_q + v_d \\ v_{rq} = -R_{\text{eq}}i_q - L_{\text{eq}}\frac{di_q}{dt} - \omega_n L_{\text{eq}}i_d + v_q \end{cases}, \quad (3.30)$$

em que v_d e v_q representam as componentes dq da tensão da rede elétrica; v_{rd} e v_{rq} correspondem às componentes dq da tensão fundamental gerada pelo inversor; i_d e i_q são as correntes da rede expressas no referencial síncrono; e ω_n é a frequência angular da rede. Devido ao sincronismo com a rede, realizado por meio do PLL, o eixo d é alinhado com a tensão da rede, resultando em $v_d = V_f$ e $v_q = 0$.

A estrutura de controle adotada é baseada em uma arquitetura em cascata com duas malhas. As malhas internas, mais rápidas, são responsáveis pelo controle das componentes i_d e i_q , enquanto as malhas externas, mais lentas, controlam a tensão do barramento c.c. e a potência reativa absorvida ou injetada ou na rede (LISERRE; BLAABJERG; HANSEN, 2001).

De acordo com (3.30), os termos $\omega_n L_{eq} i_q$, $\omega_n L_{eq} i_d$, v_d e v_q representam acoplamentos entre as componentes d e q , o que dificulta o projeto independente de controladores para cada eixo. Para eliminar esse acoplamento, é comum empregar ações *feedforward*, nas quais a contribuição desses termos é antecipada e compensada diretamente na geração da tensão de controle. Dessa forma, a dinâmica das malhas d e q torna-se desacopladas, permitindo a modelagem individual de cada eixo por meio de uma função de transferência de primeira ordem. Assim, utilizando-se a transformada de Laplace e assumindo linearidade em torno do ponto de operação, obtém-se a seguinte função de transferência (ALMEIDA, 2011):

$$G_{id,q}(s) = \frac{i_{d,q}(s)}{v_{rd,rq}(s)} = \frac{1}{L_{eq}s + R_{eq}}. \quad (3.31)$$

Adota-se um controlador PI com ganhos definidos por meio do *cancelamento de polos*. Nesse método, o zero introduzido pelo controlador PI é posicionado de forma a cancelar o polo da planta, com o objetivo de reduzir a ordem do sistema em malha fechada. A partir dessa condição, determinam-se os ganhos proporcional e integral como:

$$\begin{cases} k_{p,i_{d,q}} = 2\pi f_{dq} L \\ k_{i,i_{d,q}} = 2\pi f_{dq} R \end{cases}, \quad (3.32)$$

em que f_{dq} representa a frequência de corte das malhas de corrente. Esse valor foi escolhido de modo a ser vinte vezes menor que a frequência de comutação, o que é uma prática comum para garantir margem suficiente frente aos efeitos de distúrbios do sistema, como as variações apresentadas pelo tempo morto, resposta dos sensores e dinâmicas do conversor.

Após os controles das correntes de rede pelas malhas internas, torna-se necessário regular a tensão no barramento c.c. Para isso, implementa-se uma malha externa de controle de tensão contínua, que atua ajustando a referência da corrente de eixo direto (i_d^*). O objetivo é manter o valor da tensão v_{dc} próximo de seu ponto de operação, mesmo diante de variações de carga ou perturbações.

A dinâmica da tensão do barramento c.c. está diretamente associada à potência ativa processada pelo inversor. Como o fluxo de potência depende da corrente no eixo direto, variações em i_d modificam instantaneamente a energia armazenada no capacitor, alterando v_{dc} . Assim, a malha externa ajusta i_d^* para compensar essas variações, garantindo estabilidade do barramento e operação adequada do PCS.

A dinâmica do barramento c.c. é descrita por:

$$C_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} = i_c - i_r, \quad (3.33)$$

onde C_{dc} é a capacidade do barramento, i_c é a corrente que vai para o estágio c.c.-c.c. e i_r representa a corrente proveniente do estágio inversor.

Desprezando-se as perdas no conversor e assumindo a corrente i_c como uma perturbação. Sob essas hipóteses, a potência entregue ao barramento pode ser aproximada pela potência ativa injetada no lado c.a. Em coordenadas síncronas, a potência ativa fornecida por um sistema trifásico é dada por:

$$P \approx \frac{3}{2} v_d i_d. \quad (3.34)$$

Como a potência no barramento também pode ser escrita como $P = i_r v_{dc}$, pode-se igualar as expressões:

$$i_r v_{dc} \approx i_r v_{dc}^* = \frac{3}{2} v_d i_d. \quad (3.35)$$

Assumindo que a tensão do barramento é praticamente constante, pode-se isolar a corrente i_r como:

$$i_r \approx \frac{3}{2} \cdot \frac{v_d}{v_{dc}^*} i_d. \quad (3.36)$$

Substituindo (3.36) em (3.33), e desprezando i_c , tem-se:

$$C_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} = -i_r = -\frac{3}{2} \frac{v_d}{v_{dc}^*} i_d. \quad (3.37)$$

Aplicando a Transformada de Laplace:

$$s v_{dc}(s) = -\frac{3}{2} \frac{v_d}{v_{dc}^*} \cdot \frac{1}{C_{dc}} i_d(s). \quad (3.38)$$

Desta forma, pode-se obter a seguinte função de transferência para o comportamento do barramento c.c. do inversor:

$$\frac{v_{dc}(s)}{i_d(s)} = \frac{\Gamma}{C_{dc} s}, \quad (3.39)$$

$$\text{onde } \Gamma = -\frac{3}{2} \frac{V_d}{v_{dc}^*}.$$

Adota-se novamente um controlador 2DOF-PI, em que o ganho $k_{p,dc}$ é dividido em dois termos, $k_{p1,dc}$ aplicado na realimentação e $k_{p2,dc}$ aplicado na malha direta. Dessa forma, obtém-se a seguinte função de transferência em malha fechada:

$$\frac{v_{dc}(s)}{v_{dc}^*(s)} = \frac{\Gamma k_{p1,dc}s + \Gamma k_{i,dc}}{C_{dc}s^2 + \Gamma k_{p2,dc}s + \Gamma k_{i,dc}}, \quad (3.40)$$

onde $k_{p1,dc}$, $k_{p2,dc}$ e $k_{i,dc}$ representam os ganhos proporcional e integral, respectivamente. O ajuste desses ganhos é realizado por *alocação de polos*, o que assegura estabilidade e resposta adequada do sistema. Os ganhos são definidos a partir das frequências desejadas dos polos f_{dc1} e f_{dc2} como:

$$\begin{cases} k_{p1,dc} = 0 \\ k_{p2,dc} = \frac{2\pi(f_{dc1} + f_{dc2})C_{dc}}{\Gamma} \\ k_{i,dc} = \frac{4\pi^2 f_{dc1} f_{dc2} C_{dc}}{\Gamma} \end{cases}. \quad (3.41)$$

Tipicamente, as frequências f_{dc1} e f_{dc2} foram escolhidas de modo que f_{dc2} (a maior frequência) esteja, no mínimo, dez vezes abaixo da frequência de corte da malha de corrente. A frequência f_{dc1} , por sua vez, é definida como sendo dez vezes inferior a f_{dc2} , o que assegura uma adequada separação entre os polos da malha de tensão. Essa escolha favorece a correta operação do controle em cascata.

O controle da potência reativa é realizado considerando que, com o uso do PLL, a tensão no eixo q do referencial síncrono é nula ($v_q = 0$). Nessa condição, a potência reativa pode ser expressa como:

$$Q = -\frac{3}{2}V_d i_q. \quad (3.42)$$

Adota-se um controlador PI, cuja saída fornece a referência para a corrente i_q . Considerando que a malha de corrente é suficientemente rápida, pode-se desprezar sua dinâmica na modelagem da malha externa. A função de transferência assume a forma:

$$\frac{Q(s)}{Q^*(s)} = \frac{\psi(k_{p,Q}s + k_{i,Q})}{(1 + \psi k_{p,Q})s + \psi k_{i,Q}}, \quad (3.43)$$

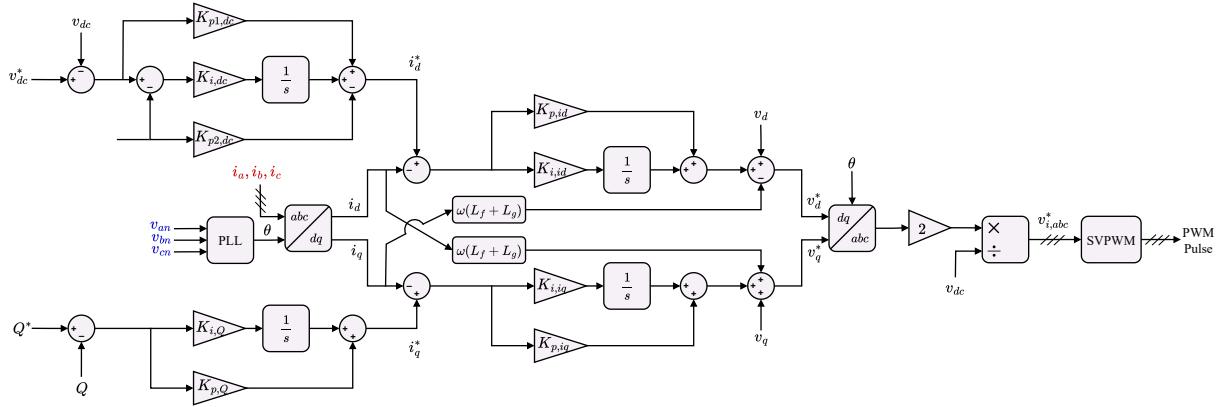
em que $\psi = -\frac{3}{2}V_d$, e os ganhos proporcional e integral do controlador, $k_{p,Q}$ e $k_{i,Q}$, são definidos por meio do *cancelamento de polos*, dados por:

$$\begin{cases} K_{p,Q} = \frac{2\pi f_q}{2\pi f_n \psi} \\ K_{i,Q} = \frac{2\pi f_q}{\psi} \end{cases}, \quad (3.44)$$

em que f_q é escolhida de forma a estar, no mínimo, dez vezes abaixo da frequência de corte da malha de corrente e f_n corresponde à frequência da rede elétrica.

A Figura 37 ilustra a estrutura em cascata dos controladores do VSC, composta pela malha externa de controle do barramento v_{dc} e da potência reativa Q , e pelas malhas internas de controle das correntes i_{dq} , com as devidas realimentações *feedforward*.

Figura 37 – Esquemático do controle do inversor trifásico.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

3.5 SÍNTESE DO CAPÍTULO

Neste capítulo, foram apresentados os modelos e os blocos principais que compõem o sistema de armazenamento em baterias adotado nesta dissertação. Inicialmente, descreveu-se a modelagem das células de íon-lítio a partir da relação SOC-OCV e da resistência interna, utilizada para estimativa do SOC por integração de corrente. Em seguida, discutiu-se a topologia baseada em BCI, destacando a operação em corrente pulsada e o acionamento defasado das unidades pelo BMS centralizado, garantindo tensão praticamente contínua na saída do arranjo e reduzindo o esforço individual das baterias.

Na sequência, foram apresentados os blocos do sistema de conversão de potência, incluindo o conversor bidirecional *boost-buck*, o conversor VSC trifásico e o filtro LCL, responsáveis pela transferência de energia entre as baterias e a rede. Também foram discutidos os modelos utilizados para representar as dinâmicas relevantes desses elementos, ressaltando as simplificações adotadas para viabilizar o projeto dos controladores.

Em seguida, foi detalhado o projeto dos controladores responsáveis pela operação do PCS, abrangendo o circuito de sincronismo baseado no SRF-PLL, a técnica de modulação vetorial SVPWM e os controladores das malhas internas e externas de corrente, tensão do barramento c.c. e potência reativa. Essas estruturas de controle foram dimensionadas de forma a garantir estabilidade, boa resposta dinâmica e correta interação com o arranjo de baterias, especialmente durante as variações provocadas pelo acionamento pulsado das unidades BCI.

No próximo capítulo, serão desenvolvidas e avaliadas as técnicas de balanceamento, incluindo uma abordagem com ganho constante e uma proposta com ganho adaptativo, destacando seus impactos sobre o tempo de equalização, o esforço de controle e a operação integrada com o PCS.

4 ESTRATÉGIAS DE BALANCEAMENTO DO ESTADO DE CARGA

A modelagem matemática das estratégias de balanceamento do estado de carga contribui significativamente para a compreensão do comportamento do processo de balanceamento em um BESS, permitindo analisar o tempo requerido para o equilíbrio entre as baterias e a sensibilidade do processo em relação aos parâmetros do sistema.

Neste capítulo, são apresentadas as etapas de modelagem matemática da técnica consolidada de balanceamento do estado de carga com ganho constante, aplicada em BESS com BCI, utilizando conversores *half-bridge*. São discutidas suas principais características e limitações, e propõe-se uma nova abordagem de balanceamento com ganho adaptativo. Os modelos matemáticos dessa nova metodologia são desenvolvidos e analisados, seguidos de uma comparação com a técnica de ganho constante, evidenciando suas vantagens e o impacto no tempo de balanceamento.

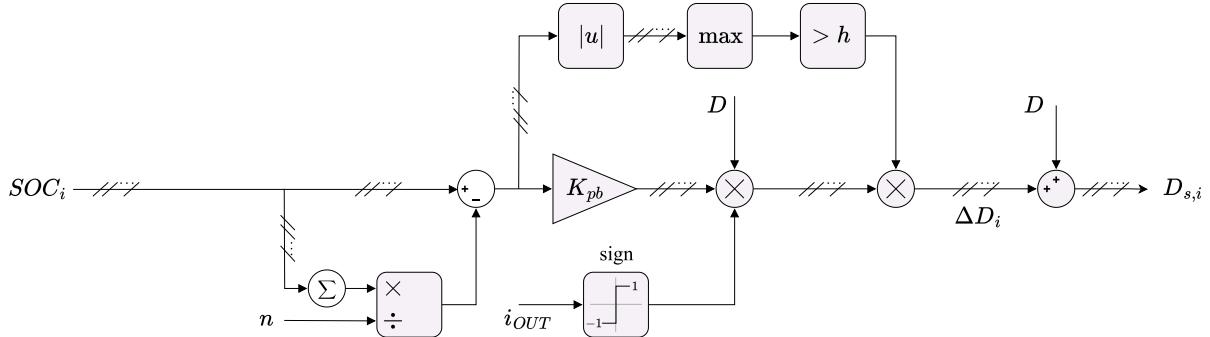
4.1 IMPLEMENTAÇÃO DAS ESTRATÉGIAS EM SISTEMAS DE BATERIAS COM CONVERSORES INTEGRADOS

O sistema de balanceamento de baterias contribui para a manutenção da eficiência e para a extensão da vida útil dos BESS, especialmente diante das variações nas características das células. Cada módulo pode apresentar diferenças em capacidade, resistência interna e degradação ao longo do tempo, o que compromete tanto o desempenho quanto a longevidade do sistema. Esse problema torna-se ainda mais crítico na utilização de baterias de segunda vida, cujas características são altamente heterogêneas em função das diferentes condições de uso e dos ciclos de carga e descarga aos quais foram submetidas.

No contexto de sistemas baseados em BCI, novas metodologias de balanceamento foram desenvolvidas para mitigar as variabilidades entre os módulos. O sistema ilustrado na Figura 38 é inspirado nos esquemas propostos por Li e Han (2016) e posteriormente modificado por Oliveira *et al.* (2023). No entanto, diferentemente desses trabalhos que utilizam conversores *boost* e realizam o controle com base na regulação da tensão de saída, o esquema proposto neste estudo adota conversores *half-bridge* e atua diretamente sobre a corrente média de cada módulo. O controlador compara o estado de carga instantâneo SOC_i da i -ésima bateria com o estado de carga médio do conjunto, denotado por \overline{SOC} , e ajusta dinamicamente o índice de modulação dos conversores para regular a corrente média que percorre por cada unidade.

Com base nesse princípio, o objetivo é equilibrar a distribuição de potência entre as baterias do sistema. Durante a descarga, a estratégia de controle prioriza a extração de mais potência das baterias com maior estado de carga, atribuindo a elas ciclos de trabalho maiores. Por outro lado, as baterias com menor estado de carga fornecem menos potência, resultando em ciclos de trabalho menores. Esse comportamento se inverte durante o

Figura 38 – Esquemático do controle de balanceamento de SOC com ganho constante.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

processo de carregamento: baterias com maior estado de carga consomem menos potência, enquanto aquelas com menor estado de carga absorvem mais potência.

Dessa forma, o ciclo de trabalho de cada bateria pode ser descrito por:

$$D_{s,i} = \begin{cases} D \pm \Delta D_i & \text{se } \Delta SOC_{\max} > h \\ D & \text{se } \Delta SOC_{\max} \leq h \end{cases}, \quad (4.1)$$

em que $D_{s,i}$ representa o ciclo de trabalho da i -ésima bateria, ΔSOC_{\max} corresponde à diferença entre o estado de carga mais distante da média (SOC_{\max}), e h é um limiar predefinido que determina o ponto a partir do qual o balanceamento é desativado. Além disso, o incremento ΔD_i é dado por:

$$\Delta D_i = K_{pb}(SOC_i - \overline{SOC})D, \quad (4.2)$$

onde K_{pb} é o ganho proporcional, assumido como positivo durante a descarga e negativo durante a carga.

O ciclo de trabalho $D_{s,i}$ dos conversores deve permanecer dentro da faixa de 0 a 1 para evitar exceder os limites físicos de operação. Consequentemente, o valor de ΔD_i não pode assumir qualquer magnitude, pois deve garantir que $D_{s,i}$ permaneça dentro desse intervalo operacional. Assim, deve-se definir um valor máximo permitido para o ganho, denotado por $K_{pb,\max}$.

Esse ganho é definido com base na máxima variação do SOC inicial ($\Delta SOC_{0,\max}$) em relação à média, dada por:

$$K_{pb,\max} = \frac{d_{\max}}{|\Delta SOC_{0,\max}|}, \quad (4.3)$$

onde d_{\max} é a máxima variação permitida no ciclo de trabalho em p.u.

A abordagem descrita anteriormente é ilustrada no diagrama apresentado na Figura 38.

4.2 ANÁLISE MATEMÁTICA DO BALANCEAMENTO COM GANHO CONSTANTE

Para compreender como os parâmetros do sistema influenciam no tempo de balanceamento, pode-se realizar a modelagem matemática da metodologia descrita.

A potência em uma única bateria é definida como:

$$P_{b,i} = v_{b,i} \bar{i}_{b,i}, \quad (4.4)$$

em que $v_{b,i}$ é a tensão da bateria e $\bar{i}_{b,i}$ representa sua corrente média.

A tensão da bateria $v_{b,i}$ varia em função do estado de carga, enquanto a corrente $i_{b,i}$ depende do ciclo de trabalho do conversor e da corrente fornecida pelo PCS (i_{OUT}). Assim, a análise do comportamento do balanceamento do SOC exige a compreensão da relação entre a variável controlada e o sistema. Assumindo que as perdas de potência são desprezíveis, o ajuste do ciclo de trabalho permite modificar a corrente média que circula por cada bateria, a qual pode ser expressa como:

$$\bar{i}_{b,i} = (D \pm \Delta D_i) i_{OUT} = \overbrace{D \cdot i_{OUT}}^{i_{b,dc}} \pm \overbrace{\Delta D_i \cdot i_{OUT}}^{\Delta i_{b,i}}, \quad (4.5)$$

onde $i_{b,dc}$ representa a corrente fornecida para carregamento ou descarregamento do BESS, que é comum a todas as baterias, e $\Delta i_{b,i}$ refere-se ao incremento ou decremento da corrente média aplicada para balancear o SOC das baterias. As variáveis envolvidas na dinâmica de corrente e potência podem ser visualizadas na Figura 23.

Durante a operação do BESS, o SOC de cada bateria pode ser determinado por:

$$SOC_i = SOC_{0,i} + \frac{100}{3600 C_{n,i}} \int \bar{i}_{b,i} dt, \quad (4.6)$$

onde $SOC_{0,i}$ representa o estado de carga inicial, $C_{n,i}$ é a capacidade da i -ésima bateria em ampère-hora (Ah), e $\lambda = \frac{100}{3600}$ é a constante de conversão de unidades, sendo o fator 100 utilizado para expressar o SOC em percentual, e 3600 para converter a capacidade de ampère-hora para ampère-segundos.

Substituindo os termos de $\bar{i}_{b,i}$ definidos em (4.5) em (4.6), resulta em:

$$SOC_i = SOC_{0,i} + \frac{\lambda}{C_{n,i}} \int (i_{b,dc} + \Delta i_{b,i}) dt. \quad (4.7)$$

O estado de carga médio \overline{SOC} pode ser definido como:

$$\overline{SOC} = \frac{\sum_{i=1}^n SOC_i}{n}. \quad (4.8)$$

Substituindo (4.7) em (4.8), tem-se:

$$\overline{SOC} = \frac{\sum_{i=1}^n SOC_{0,i}}{n} + \frac{\sum_{i=1}^n f_i(t)}{n} + \frac{\sum_{i=1}^n g_i(t)}{n}, \quad (4.9)$$

onde

$$f_i(t) = \frac{\lambda}{C_{n,i}} \int i_{b,dc} dt, \quad (4.10)$$

e

$$g_i(t) = \frac{\lambda}{C_{n,i}} \int \Delta i_{b,i} dt. \quad (4.11)$$

Além disso, como a corrente $i_{b,dc}$ é comum a todas as baterias, pode-se fazer a seguinte simplificação:

$$\frac{\sum_{i=1}^n f_i(t)}{n} \approx \frac{\lambda}{C_{n,eq}} \int i_{b,dc} dt. \quad (4.12)$$

Dessa forma, a diferença de estado de carga, ΔSOC_i , pode ser expressa como:

$$\Delta SOC_i = SOC_i - \overline{SOC}. \quad (4.13)$$

Substituindo as expressões de (4.6) e (4.9) em (4.13), e considerando que os termos $\frac{\lambda}{C_{n,i}}$ e $\frac{\lambda}{C_{n,eq}}$ são suficientemente pequenos e aproximadamente iguais, é possível simplificá-los, resultando em:

$$\begin{aligned} \Delta SOC_i &= SOC_{0,i} + \cancel{\frac{\lambda}{C_{n,i}} \int i_{b,dc} dt} + \frac{\lambda}{C_{n,i}} \int \Delta i_{b,i} dt \\ &\quad - \cancel{\frac{\sum_{i=1}^n SOC_{0,i}}{n}} - \cancel{\frac{\lambda}{C_{n,eq}} \int i_{b,dc} dt} - \underbrace{\frac{\sum_{i=1}^n g_i(t)}{n}}_0. \end{aligned} \quad (4.14)$$

Assumindo que nenhum dos conversores opera em regime de saturação, a soma dos incrementos de corrente $\Delta i_{b,i}$ deve ser nula, uma vez que a corrente média total fornecida pelo conjunto de baterias deve corresponder a $i_{b,dc}$. Dessa forma, a equação (4.9) pode ser simplificada para:

$$\Delta SOC_i = SOC_{0,i} - \frac{\sum_{i=1}^n SOC_{0,i}}{n} + \frac{\lambda}{C_{n,i}} \int \Delta D_i \cdot i_{OUT} dt. \quad (4.15)$$

Substituindo (4.2) em (4.15), resulta em:

$$\Delta SOC_i = \underbrace{SOC_{0,i} - \frac{\sum_{i=1}^n SOC_{0,i}}{n}}_{A_c} + \underbrace{\frac{\lambda \cdot K_{pb} \cdot D \cdot i_{OUT}}{C_{n,i}} \int \Delta SOC_i dt}_{B_c}. \quad (4.16)$$

Considerando que o ganho K_{pb} é constante, (4.16) pode ser reescrita em termos de A_c e B_c , de modo a facilitar o entendimento:

$$\Delta SOC_i = A_c + B_c \int \Delta SOC_i dt. \quad (4.17)$$

Resolvendo essa equação diferencial de primeira ordem, a solução é dada por:

$$\Delta SOC_i = A_c e^{-B_c t}. \quad (4.18)$$

No entanto, como o critério de balanceamento adotado considera que o processo é encerrado quando o desvio máximo em relação à média atinge um valor limiar h , o tempo de balanceamento pode ser determinado impondo a seguinte condição:

$$|\Delta SOC_{\max}(t)| = h. \quad (4.19)$$

Como o tempo total de balanceamento é determinado pela bateria mais desviada da média, considera-se a solução exponencial obtida para o maior desvio, dada por:

$$\Delta SOC_{\max} = A_c e^{-B_c t}, \quad (4.20)$$

e aplicando o critério de balanceamento definido em (4.19), obtém-se:

$$h = |A_c| e^{-B_c \cdot t_{\text{const}}}. \quad (4.21)$$

Isolando t_{const} , obtém-se:

$$t_{\text{const}} = \frac{1}{B_c} \ln\left(\frac{|A_c|}{h}\right). \quad (4.22)$$

Substituindo as definições de A_c e B_c apresentadas em (4.16) na expressão acima, encontra-se a seguinte relação para o tempo necessário para que o desvio máximo atinja o limiar h :

$$t_{\text{const}} = \frac{C_{n,i}}{\lambda \cdot K_{pb} \cdot D \cdot i_{OUT}} \ln\left(\frac{|\Delta SOC_{0,\max}|}{h}\right). \quad (4.23)$$

De acordo com (4.18), o processo de balanceamento do SOC apresenta um comportamento exponencial, caracterizado por uma taxa de variação mais acentuada no início e que diminui progressivamente à medida que o desvio entre os módulos se reduz. Essa dinâmica indica que, embora o processo seja inicialmente rápido, a convergência tende a se tornar mais lenta quando o sistema se aproxima do equilíbrio.

Para superar essa limitação, uma alternativa consiste em modificar a estrutura apresentada em (4.17), de modo a eliminar a dependência direta de ΔSOC_i . Uma solução viável é substituir o ganho constante por um ganho adaptativo ajustado dinamicamente ao longo do tempo, de modo a mitigar a desaceleração exponencial característica da abordagem tradicional.

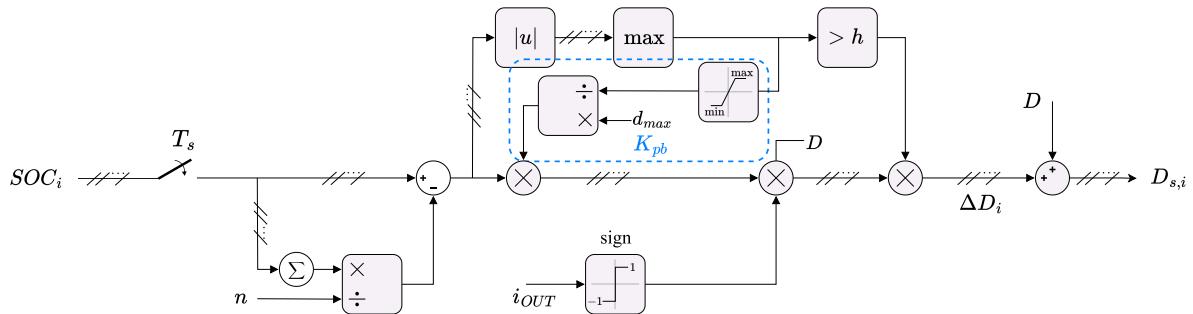
A próxima subseção explora essa abordagem adaptativa e sua implementação.

4.3 ANÁLISE MATEMÁTICA DO BALANCEAMENTO COM GANHO ADAPTATIVO

Conforme apresentado na sessão anterior, quando o ganho constante é considerado, o balanceamento do SOC torna-se progressivamente mais lento à medida que o tempo avança, e ΔSOC_{max} deixa de corresponder ao valor observado no início do processo. Consequentemente, à medida que o ΔSOC_{max} se modifica, o ganho previamente definido deixa de ser o mais adequado, tornando-se subótimo para as novas condições de operação.

Dessa forma, propõe-se uma nova abordagem em que o ganho K_{pb} é continuamente recalculado com base na variação de ΔSOC_{max} , ajustando-se em tempo real para manter um desempenho ótimo ao longo de todo o processo de balanceamento. A estrutura desse controle é ilustrada na Figura 39.

Figura 39 – Esquemático do controle de balanceamento do SOC com ganho adaptativo.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Para evitar que o ganho se torne excessivamente sensível à medida que ΔSOC_{max} se aproxima de zero, dois mecanismos são adotados:

1. Saturação de ΔSOC_{max} : aplicação de um limite inferior para evitar que o ganho cresça de forma descontrolada quando o desbalanço entre os módulos for muito pequeno;
2. Tempo de amostragem maior (T_s): Durante a operação pulsada, quando um módulo é colocado em repouso, o valor calculado de ΔD_i tende a não permanecer constante. Embora esse desvio seja pequeno em magnitude, ele se torna proporcionalmente relevante quando o sistema já se encontra próximo do balanceamento, fazendo com que o ganho adaptativo oscile de forma acentuada. Ao definir T_s na mesma frequência da corrente pulsada, evita-se que essa variação transitória seja captada pelo controlador, mantendo o ganho estável e coerente com a dinâmica real do sistema. Além disso, como o SOC é uma variável de evolução lenta, a adoção de um período de amostragem maior não compromete a precisão da estimativa nem altera significativamente o tempo de balanceamento.

Para simplificar a análise teórica e os desenvolvimentos matemáticos, os efeitos do saturador e do período de amostragem não serão considerados nos cálculos apresentados.

Com base na metodologia apresentada, o ganho máximo, denotado por $K_{pb,\max}$, pode ser definido como:

$$K_{pb,\max} = \frac{d_{\max}}{|\Delta SOC_{\max}|}, \quad (4.24)$$

onde d_{\max} é a variação máxima permitida no ciclo de trabalho em p.u e ΔSOC_{\max} é a variação máxima do SOC instantâneo.

Considerando a equação (4.15) apresentada anteriormente, o ganho adaptativo da expressão (4.24) pode ser substituído para obter a seguinte equação:

$$\Delta SOC_i = SOC_{0,i} - \frac{\sum_{i=1}^N SOC_{0,i}}{N} + \frac{\lambda \cdot D \cdot i_{OUT} \cdot d_{\max}}{C_{n,i}} \int \frac{\Delta SOC_i}{|\Delta SOC_{\max}|} dt. \quad (4.25)$$

Considerando apenas a bateria com o maior desvio em relação à média, o termo ΔSOC_i assume o valor de ΔSOC_{\max} . Dessa forma, a expressão (4.25) é simplificada, resultando em uma constante unificada no termo integrativo igual a 1 quando $\Delta SOC_i > 0$, ou -1 quando $\Delta SOC_i < 0$, sendo expressa por:

$$\Delta SOC_{\max} = SOC_{0,i} - \frac{\sum_{i=1}^N SOC_{0,i}}{N} \pm \frac{\lambda \cdot D \cdot i_{OUT} \cdot d_{\max}}{C_{n,i}} \int 1 dt. \quad (4.26)$$

A solução desta equação diferencial pode, então, ser expressa por:

$$\Delta SOC_{\max} = \underbrace{SOC_{0,\max} - \frac{\sum_{i=1}^N SOC_{0,i}}{N}}_{E_c} \pm \underbrace{\frac{\lambda \cdot D \cdot i_{OUT} \cdot d_{\max}}{C_{n,i}} t}_{F_c}. \quad (4.27)$$

Representando os termos de (4.27) como constantes, obtém-se a expressão em termos de E_c e F_c :

$$\Delta SOC_{\max} = E_c \pm F_c t. \quad (4.28)$$

a qual descreve um comportamento linear para a dinâmica do desvio máximo do SOC. Assim como no caso do ganho constante, o tempo total de balanceamento é determinado pela bateria que apresenta o maior desvio inicial em relação à média.

O critério de balanceamento permanece definido pela condição:

$$|\Delta SOC_{\max}| = h. \quad (4.29)$$

Substituindo (4.29) em (4.28), obtém-se:

$$h = |E_c| \mp F_c t_{\text{adapt}}. \quad (4.30)$$

Isolando t_{adapt} , chega-se a:

$$t_{\text{adapt}} = \frac{|E_c| - h}{F_c}. \quad (4.31)$$

Substituindo as definições de E_c e F_c apresentadas em (4.27), obtém-se a expressão final para o tempo de balanceamento com ganho adaptativo:

$$t_{\text{adapt}} = \frac{C_{n,i} (|\Delta SOC_{0,\max}| - h)}{\lambda \cdot d_{\max} \cdot D \cdot i_{OUT}}. \quad (4.32)$$

Diferentemente do comportamento exponencial observado no balanceamento com ganho constante, a relação linear descrita por (4.28) elimina a desaceleração progressiva do processo. Dessa forma, a técnica com ganho adaptativo permite que o desvio seja reduzido a uma taxa constante ao longo de todo o intervalo, resultando em um processo de equalização mais uniforme e significativamente mais rápido.

A formulação explícita do tempo de balanceamento de cada técnica também permite analisar de que forma os parâmetros do sistema afetam a dinâmica do processo de equalização. A capacidade nominal de cada célula ($C_{n,i}$) está diretamente relacionada a esse tempo, uma vez que capacidades maiores demandam maior quantidade de energia para alcançar o balanceamento. Da mesma forma, quanto maior for a diferença inicial entre o SOC da célula mais desviada e a média do conjunto ($|\Delta SOC_{0,\max}|$), maior será o tempo necessário para corrigir esse desvio. Em contraste, a corrente de saída do sistema (i_{OUT}) e o ciclo de trabalho (D) contribuem para a redução do tempo de balanceamento, pois correntes mais elevadas e maiores valores de D permitem que mais energia seja processada em menos tempo, o que acelera a equalização entre as unidades. O parâmetro d_{\max} , que representa o ganho aplicado à correção ΔD , influencia diretamente a dinâmica do balanceamento. Quando assume valores mais elevados, o sistema responde com maiores variações no ciclo de trabalho, intensificando a ação corretiva aplicada às células com maior desvio em relação ao SOC médio.

Além disso, a partir das expressões obtidas para os tempos de balanceamento nas estratégias com ganho constante e com ganho adaptativo, torna-se possível comparar diretamente o desempenho de ambas as técnicas. Essa comparação é especialmente relevante, pois permite quantificar o impacto das diferentes estruturas de balanceamento sobre a velocidade de convergência do processo de equalização. Para isso, define-se a razão entre os tempos de balanceamento das duas metodologias, dada por:

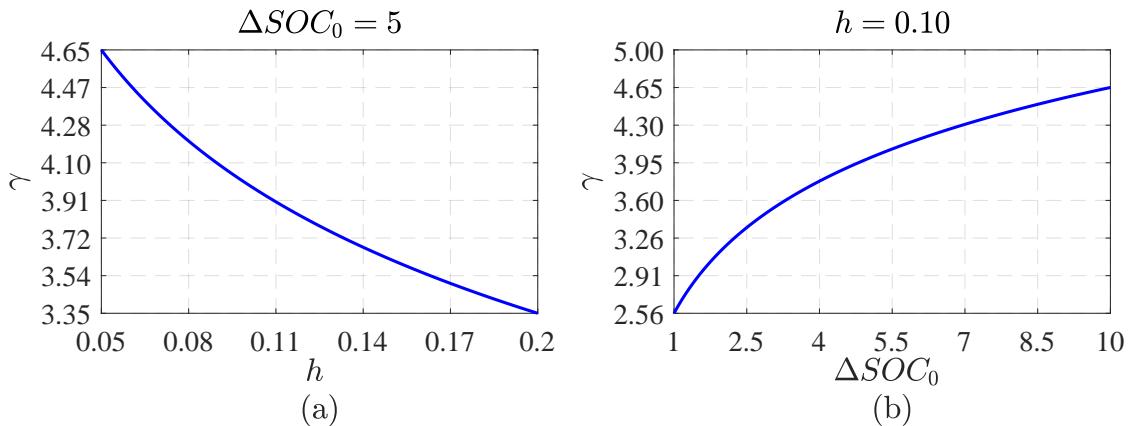
$$\gamma = \frac{t_{\text{const}}}{t_{\text{adapt}}}, \quad (4.33)$$

onde t_{const} e t_{adapt} são dados, respectivamente, por (4.23) e (4.32). Substituindo-se essas expressões em (4.33), aplicando a relação apresentada em (4.3) e considerando que ambas as técnicas utilizam o mesmo d_{\max} , obtém-se:

$$\gamma = \frac{|\Delta SOC_{0,\max}|}{|\Delta SOC_{0,\max}| - h} \ln \left(\frac{|\Delta SOC_{0,\max}|}{h} \right) \quad (4.34)$$

A expressão apresentada em (4.34) evidencia que a razão entre os tempos de balanceamento depende exclusivamente da maior diferença do estado de carga inicial e do valor do limiar h . O comportamento dessa expressão pode ser melhor interpretado a partir da variação em h quando ΔSOC_0 é constante e do comportamento quando ΔSOC_0 varia e h é mantido fixo, como pode ser observado na Figura 40.

Figura 40 – Comportamento da razão entre os tempos de balanceamento γ . (a) γ em função do parâmetro h para $\Delta SOC_0 = 5$; (b) γ em função de ΔSOC_0 para $h = 0,10$.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Na Figura 40(a), para um valor fixo de ΔSOC_0 , observa-se que valores menores do limiar h resultam em maiores valores de γ . Isso indica que o balanceamento com ganho variável torna-se mais rápido em relação ao método com ganho constante quando h assume valores reduzidos. À medida que o limiar aumenta, a razão γ diminui, evidenciando que a vantagem do método adaptativo se reduz conforme h cresce.

De forma complementar, a Figura 40(b) mostra que, mantendo-se h constante, a razão γ aumenta à medida que ΔSOC_0 se eleva. Assim, quanto maior a diferença inicial entre os estados de carga, maior é o ganho de desempenho do balanceamento adaptativo em comparação ao balanceamento com ganho constante. Por outro lado, quando ΔSOC_0 é pequeno, os tempos resultantes das duas técnicas tornam-se mais próximos, reduzindo a diferença relativa entre elas.

4.4 SÍNTSE DO CAPÍTULO

Neste capítulo, foi apresentada a estrutura de controle de balanceamento do SOC voltada para sistemas com BCIs. Inicialmente, detalhou-se a modelagem matemática da técnica com ganho constante, evidenciando seu comportamento exponencial e o impacto desse fator no tempo necessário para o balanceamento do sistema.

Em seguida, propôs-se uma abordagem com ganho adaptativo, cujo ganho é ajustado dinamicamente com base no maior desvio instantâneo em relação à média. A

modelagem correspondente demonstrou que essa estratégia apresenta um comportamento linear de convergência e é aproximadamente quatro vezes mais rápida que a técnica com ganho constante, resultando em uma redução significativa no tempo total de balanceamento do SOC.

Adicionalmente, foi realizada uma análise da influência dos principais parâmetros do sistema sobre o tempo de balanceamento, como a capacidade nominal das baterias, a corrente de saída, o ciclo de trabalho, o $\Delta SOC_{0,max}$ e o ganho d_{max} . Essa análise contribui para o entendimento dos fatores que afetam diretamente o desempenho do processo de equalização e serve como referência para a escolha adequada dos parâmetros de controle.

No próximo capítulo, serão apresentados os resultados de simulação do sistema estudado.

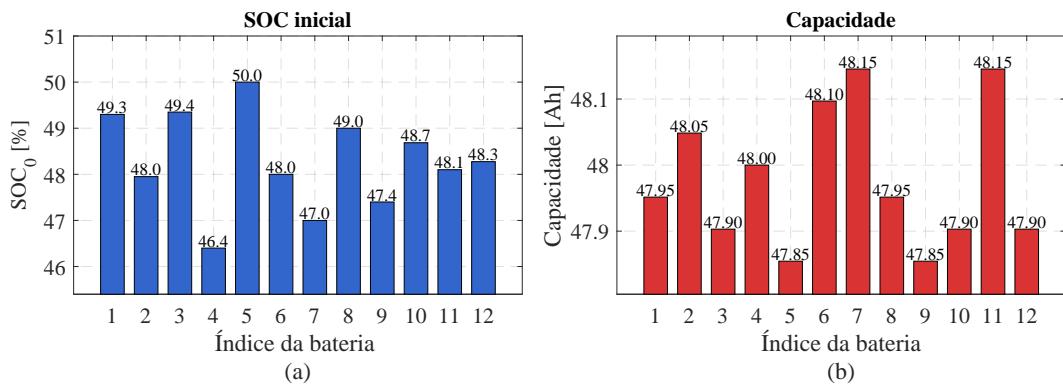
5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Neste capítulo, são apresentados alguns dos resultados obtidos com a simulação do sistema de armazenamento de energia utilizando BCIs, representado na Figura 23, com auxílio da versão 4.8.9 do software PLECS. Os parâmetros de simulação foram baseados na bateria residencial comercial da SolarEdge, modelo BAT-10K1P, que possui energia utilizável de aproximadamente 9,7 kWh e potência máxima de saída de 7500 W (SOLAREDGE, 2025). A escolha desse modelo se deve ao fato de representar um sistema real disponível no mercado, permitindo simulações mais próximas das condições práticas de operação.

5.1 PARÂMETROS DE SIMULAÇÃO DO SISTEMA

Para a simulação, será considerado que cada pacote de BCI é composto por oito células de LiFePO₄, conforme o modelo que foi apresentado na Seção 3.1, associadas a um conversor *half-bridge*, cujas saídas são conectadas em série para compor o arranjo de baterias do sistema. Cada unidade possui capacidade aproximada de 48 Ah, conforme apresentado na Figura 41, e opera com um C-rate de 0,6 para fornecer potência de 7 kW. Além disso, foram considerados diferentes estados de carga iniciais, conforme mostrado na Figura 41, com um desvio máximo de aproximadamente 4 % em relação ao valor médio. Os demais parâmetros relacionados ao arranjo de baterias e ao PCS estão apresentados na Tabela 3.

Figura 41 – Parâmetros de cada bateria simulada: (a) SOC inicial; (b) Capacidade.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

O número de baterias foi intencionalmente escolhido com o objetivo de configurar o sistema para gerar correntes pulsadas com ciclo de trabalho de 75 %. Essa configuração se baseia nos resultados apresentados por Jin *et al.* (2022), que indicam um aumento de 78 % na vida útil das baterias e uma redução de 77 % no aumento da resistência interna.

Tabela 2 – Parâmetros de simulação.

Parâmetros do arranjo de Baterias	Simbologia	Valor	Unidade
Número de baterias	n	12	-
Baterias em descanso	m	3	-
Ciclo de trabalho	D	75	%
Frequência do pulso	f	0,2	Hz
Tempo morto	-	0,5	μ s
Resistência por célula	R_b	1	$\text{m}\Omega$
Critério de parada do balanceamento	h	0,1	%
Variação máxima do ciclo de trabalho	d_{\max}	0,33	p.u
Tempo de amostragem do balanceamento	t_s	5	s
Parâmetros do PCS	Simbologia	Valor	Unidade
Tensão da rede (fase-fase)	V_L	220	V
Potência nominal do conversor	S_n	7,5	kW
Tensão do barramento c.c.	V_{dc}	400	V
Indutância do conversor <i>boost-buck</i>	L_{bc}	0,5	mH
Resistência do conversor <i>boost-buck</i>	R_{bc}	4,7	$\text{m}\Omega$
Indutância do lado do inversor	L_f	125	μ H
Resistência do lado do inversor	R_f	1,2	$\text{m}\Omega$
Indutância do lado da rede	L_g	125	μ H
Resistência do lado da rede	R_g	1,2	$\text{m}\Omega$
Capacitância do filtro	C_f	7,5	μ F
Resistência de amortecimento passivo	R_d	400	$\text{m}\Omega$
Capacitor do barramento c.c.	C_{dc}	800	μ F
Resistência do barramento c.c.	R_{dc}	5	$\text{m}\Omega$
Frequência de comutação	f_{sw}	24	kHz

Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

5.2 AVALIAÇÃO DOS MÉTODOS DE BALANCEAMENTO DO ESTADO DE CARGA

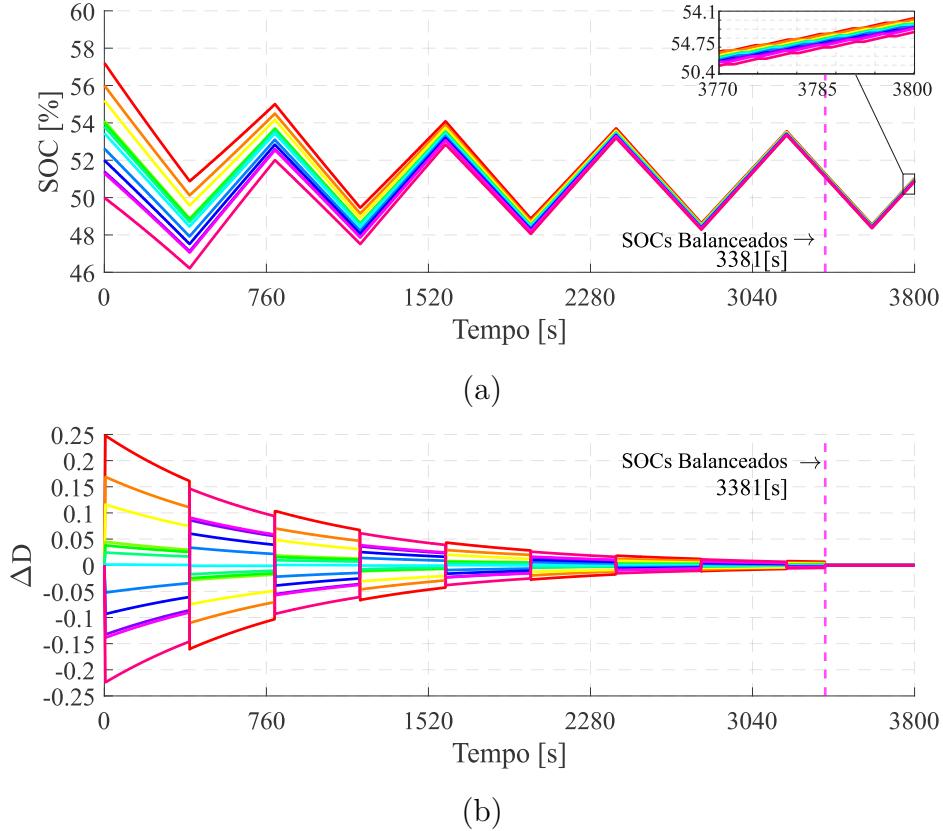
Nesta seção, são apresentados os resultados das metodologias de balanceamento com ganho constante e ganho adaptativo, seguidos da análise do impacto do incremento no ciclo de trabalho e da comparação entre elas.

Os resultados para o balanceamento do SOC utilizando um ganho constante são apresentados na Figura 42. O sistema realiza ciclos de carga e descarga a cada 400 segundos. Conforme ilustrado na Figura 42(a), o balanceamento é concluído em 3381 s (56 minutos e 21 segundos).

O comportamento do incremento ΔD durante o processo de balanceamento segue uma tendência exponencial, conforme mostrado na Figura 42(b). Isso indica que, à medida que o SOC se aproxima da média, o incremento no ciclo de trabalho diminui progressivamente, prolongando o tempo necessário para concluir o balanceamento.

Utilizando um esquema com ganho adaptativo, a Figura 43(a) indica que o balanceamento do SOC é concluído em 895 s (14 minutos e 55 segundos). Esse desempenho

Figura 42 – Resultados simulados para o balanceamento do SOC com ganho constante: (a) SOC individual das 12 baterias; (b) incremento do ciclo de trabalho fornecido pelo algoritmo de balanceamento.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

superior é atribuído ao comportamento linear inerente a técnica de balanceamento nesse caso.

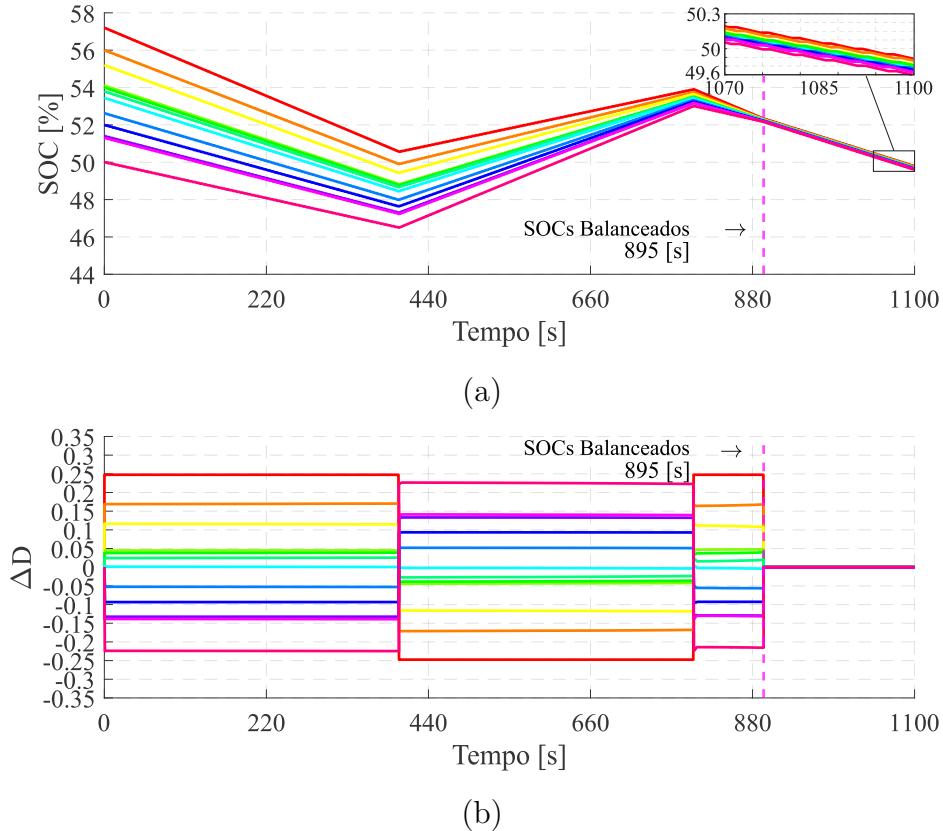
Com a variação do ganho $K_{pb,max}$, o incremento ΔD permanece praticamente constante ao longo de todo o processo do balanceamento, conforme ilustrado na Figura 43(b). Essa característica reduz o tempo total necessário para atingir o SOC médio das baterias.

Em ambos os modelos, durante o período de descarga, a bateria com o maior SOC apresenta ciclos de trabalho maiores, enquanto a bateria com o menor SOC possui ciclos de trabalho menores. No entanto, durante o período de carga, esse processo é invertido, com as baterias mais carregadas apresentando ciclos de trabalho menores e as menos carregadas apresentando ciclos de trabalho maiores.

Além disso, em ambos os resultados, é possível observar a operação da corrente pulsada. Esse comportamento pode ser visto na Figura 42(a) e na Figura 43(a), em que em determinados momentos o SOC permanece constante. Isso indica que a bateria está em estado de repouso, sem troca ativa de energia com o sistema.

Por fim, o desempenho dos métodos de平衡amento pode ser observado na Fi-

Figura 43 – Resultados simulados para o balanceamento do SOC com ganho adaptativo: (a) SOC individual das 12 baterias; (b) incremento do ciclo de trabalho fornecido pelo algoritmo de平衡amento.



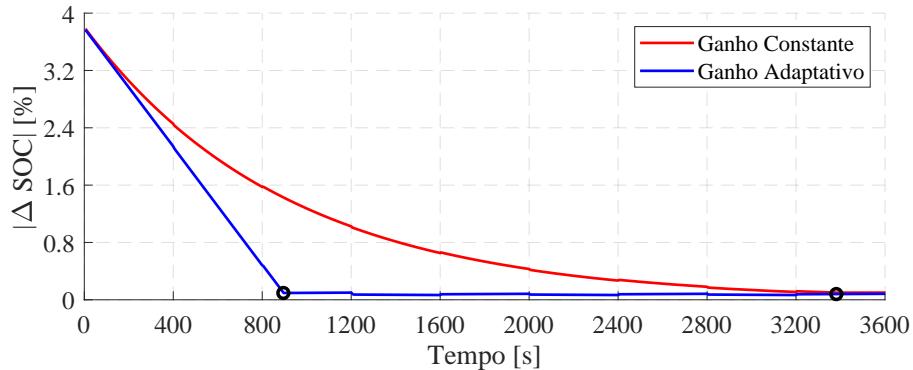
Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Figure 44, que compara o tempo de balanceamento obtido para ambos os modelos. O controle com ganho adaptativo demonstrou um desempenho superior, reduzindo significativamente o tempo necessário para atingir o balanceamento do SOC. Além disso, essa melhoria foi alcançada mesmo considerando baterias com capacidades razoavelmente diferentes, o que fortalece a abordagem proposta. Os resultados mostram que esse método conclui o processo de balanceamento cerca de 3,78 vezes mais rápido que o modelo de ganho constante, fator que corresponde diretamente à razão $t_{\text{const}}/t_{\text{adapt}}$ definida anteriormente, validando a análise matemática apresentada na Seção 4.3.

5.3 AVALIAÇÃO DO SISTEMA DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA EM BATERIAS COM CONVERSOR INTEGRADO

Nesta seção, são apresentados os principais resultados do BESS que utilizam BCI, com foco na análise do impacto nos parâmetros durante o período de balanceamento e após o seu término. Além disso, discute-se como a troca de baterias afeta o barramento c.c. e as potências ativa e reativa do sistema.

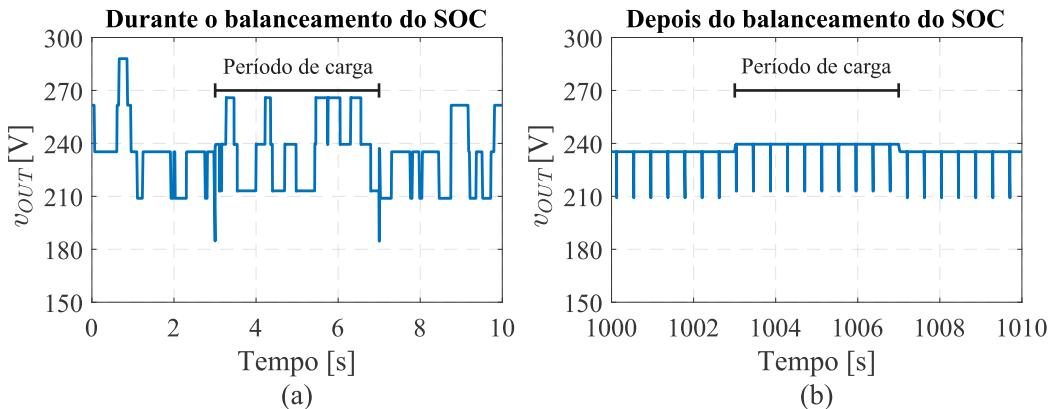
Figura 44 – Erro máximo no SOC para cada metodologia.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

A tensão de saída da string de baterias (v_{OUT}) é apresentada na Figura 45(a), observa-se o comportamento da tensão durante o período de balanceamento do SOC, em que os ciclos de trabalho das baterias não estão sincronizados. Essa falta de sincronismo resulta em sobretensões e, em alguns casos, subtensões, devido ao incremento ΔD , que faz com que as baterias operem com ciclos de trabalho diferentes. Nesse cenário, o sistema pode operar com um número maior ou menor de baterias do que o previsto.

Figura 45 – Resultados simulados da tensão de saída do arranjo: (a) durante o balanceamento do SOC; (b) após o balanceamento do SOC.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

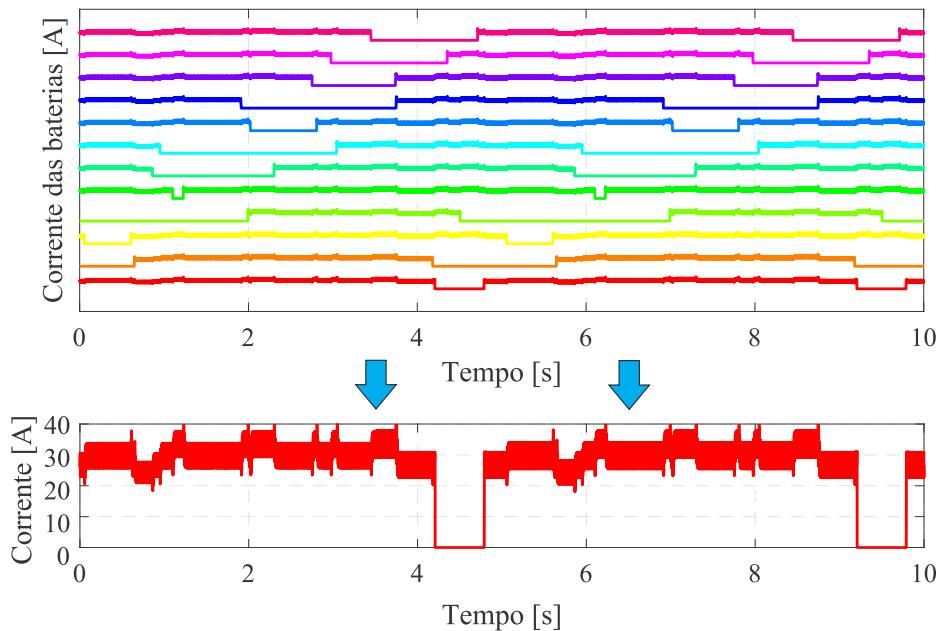
Quando o SOC do sistema está balanceado, os ciclos de trabalho das baterias se tornam iguais, estabelecendo sincronização entre elas. Como mostrado na Figura 45(b), a tensão v_{OUT} do arranjo de baterias se estabiliza em aproximadamente 235 V, correspondendo à operação de 9 baterias. Além disso, é possível observar o decaimento da tensão referente a uma bateria, causado pela presença do tempo morto, que é utilizado para evitar sobretensões.

Durante o período de carga, observa-se um aumento em v_{OUT} , causado pela mudança na direção da corrente. Esse ganho de tensão é equivalente à queda de tensão sobre a

resistência interna das baterias, o que era esperado durante o processo de carga.

A Figura 46 apresenta o comportamento da corrente das baterias nos primeiros segundos do balanceamento do SOC. Durante essa fase, as baterias operam em corrente pulsada, com diferentes ciclos de trabalho. Essa diferença ocorre porque o incremento ΔD das estratégias de平衡amento faz com que as baterias atuem de forma não sincronizada.

Figura 46 – Resultados simulados das correntes das 12 baterias durante o início do período de balanceamento do SOC e um detalhamento da forma de onda de uma única bateria.



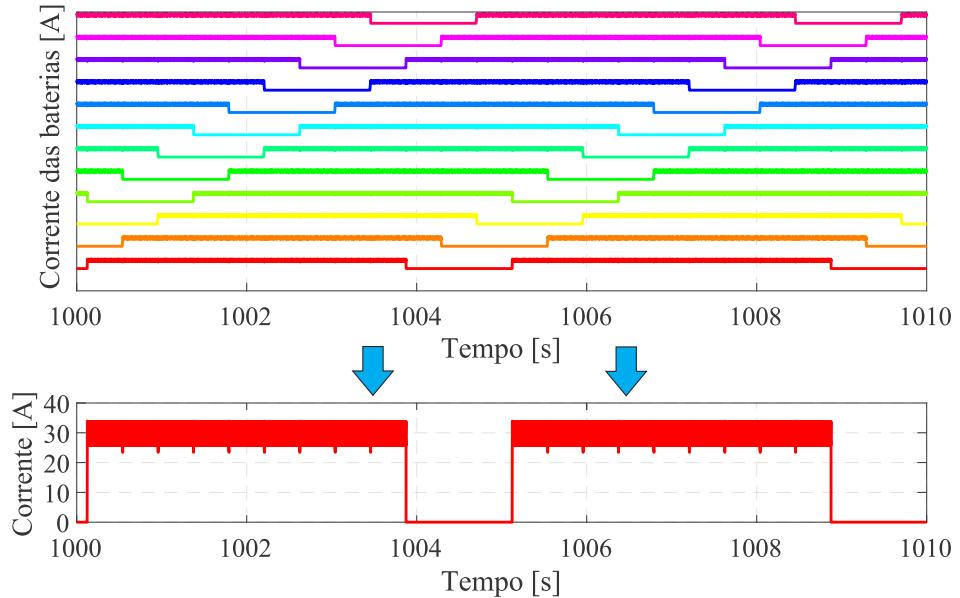
Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Além disso, as variações em v_{OUT} provocam oscilações na corrente de saída do arranjo de baterias (i_{OUT}). Essas variações são necessárias para que o controle de potência ativa do BESS se mantenha constante, ajustando i_{OUT} conforme as flutuações da tensão de saída.

A Figura 47 demonstra a corrente das 12 baterias após o balanceamento do SOC. As correntes operam de forma pulsada em baixa frequência, com uma frequência de 0,2 Hz, o que resulta em um período de 5 s. O ciclo de trabalho utilizado é de 75 %, fazendo com que o tempo de descanso seja equivalente a 1,25 s.

A Figura 48 demonstra a resposta do controle de potência na entrada do primeiro estágio do PCS. Na Figura 48(a), observa-se o comportamento durante o balanceamento do SOC, onde variações na tensão de saída do arranjo geram interferências na potência, resultando em perturbações com variações de aproximadamente 13 % em relação à potência de referência. Esse fenômeno persiste mesmo durante o período de carga, conforme ilustrado entre 3 e 7 segundos. Além disso, o controle projetado responde conforme esperado, sem erro em regime permanente e sem sobressinal.

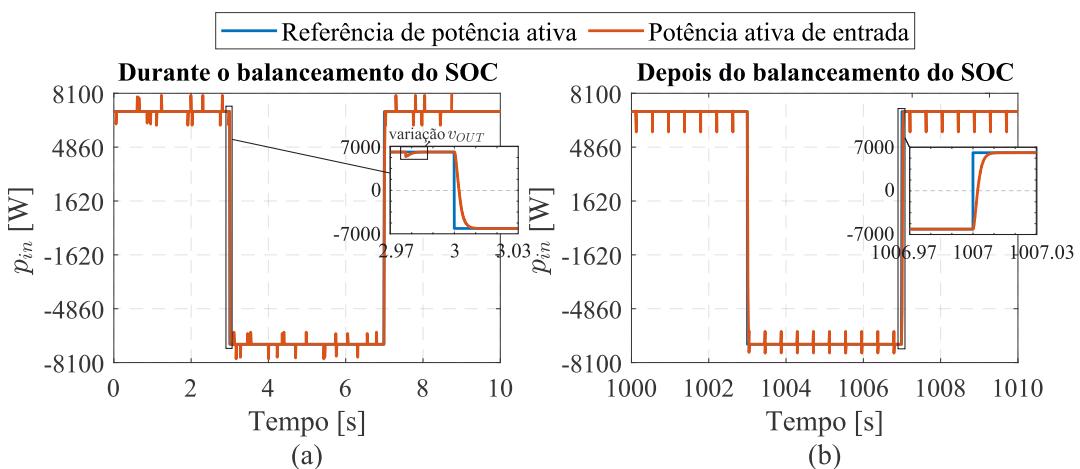
Figura 47 – Resultados simulados das correntes das 12 baterias após o balanceamento do SOC e um detalhamento da forma de onda de uma única bateria.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Na Figura 48(b), com o SOC balanceado, a variação da potência se estabiliza. As flutuações que permanecem, são atribuídas ao tempo morto presente em (v_{OUT}), que são observadas tanto no período de descarregamento quanto no de carregamento. No entanto, durante o carregamento, essas variações apresentam características ligeiramente diferentes.

Figura 48 – Resultados simulados da potência ativa fornecida pelo banco de baterias: (a) durante o balanceamento do SOC; (b) após o balanceamento do SOC.



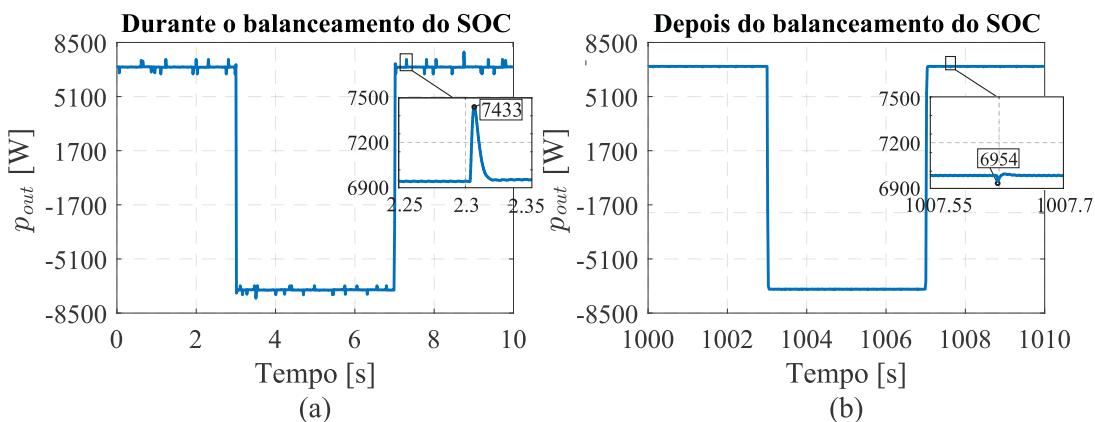
Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

A potência ativa na saída do BESS pode ser observada na Figura 49 durante os períodos de carga e descarga. Na Figura 49(a), durante o período de balanceamento, pequenas variações de potência são registradas devido às flutuações de tensão v_{OUT} ,

atingindo picos de até 6 % em relação ao valor de referência. Comparadas à potência na saída do arranjo, essas variações são significativamente menores. Essa redução é atribuída ao modelo de PCS utilizado, que, ao empregar uma arquitetura de dois estágios, consegue atenuar as flutuações do barramento c.c. originadas de v_{OUT} .

Na Figura 49(b), com o sistema balanceado, as flutuações de tensão deixam de ser observadas. As variações remanescentes na potência são causadas pelo tempo morto e não excedem 1 %. Esse comportamento indica que o impacto das variações de tensão devido ao tempo morto é praticamente eliminado, refletindo a eficiência do modelo de PCS empregado para esse tipo de sistema.

Figura 49 – Resultados simulados da potência ativa fornecida/absorvida pela rede: (a) durante o balanceamento do SOC; (b) após o balanceamento do SOC.



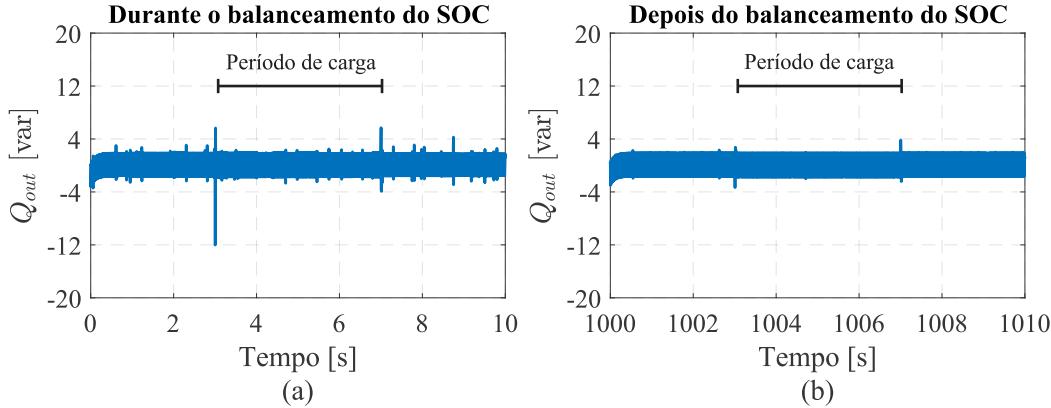
Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

A Figura 50 apresenta a potência reativa fornecida ou absorvida pelo BESS durante os períodos de carga e descarga. Observa-se que, devido ao controle da potência reativa, a potência reativa é mantida em 0 var. Na Figura 57(a), pequenas perturbações são visíveis, originadas pelas variações da tensão v_{OUT} , além dos transitórios associados à reversão de potência nos momentos de 3 e 7 segundos. Com o BESS balanceado, conforme ilustrado na Figura 50(b), essas variações desaparecem, sendo observados apenas os distúrbios decorrentes da reversão de potência ativa.

A Figura 51 ilustra o comportamento da tensão do barramento c.c. Na Figura 51(a), é possível observar o desempenho do sistema durante o período de balanceamento, onde pequenas perturbações resultantes das variações em v_{OUT} são visíveis, mas não impactam significativamente o desempenho do sistema. Além disso, o controle projetado demonstra o comportamento esperado, em que o transitório ocorre sem sobressinal, e o barramento c.c. mantém a tensão especificada, mesmo com as mudanças no carregamento e descarregamento do BESS, que ocorrem em 3 e 7 segundos.

Por outro lado, a Figura 51(b) exibe o comportamento do barramento c.c. quando o BESS está balanceado. Nessa condição, as variações desaparecem, e as interferências

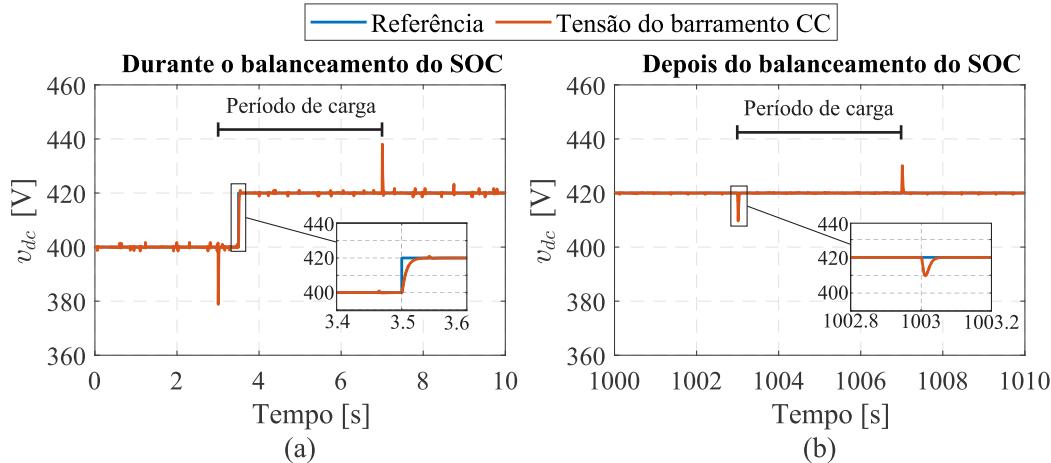
Figura 50 – Resultados simulados da potência reativa fornecida/absorvida pela rede: (a) Durante o balanceamento do SOC; (b) Após o balanceamento do SOC.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

relacionadas ao tempo morto são praticamente imperceptíveis. Além disso, ao alterar a função do BESS, a perturbação gerada apresenta um sobressinal reduzido em comparação ao período de平衡amento, indicando uma melhoria na resposta do controle do sistema.

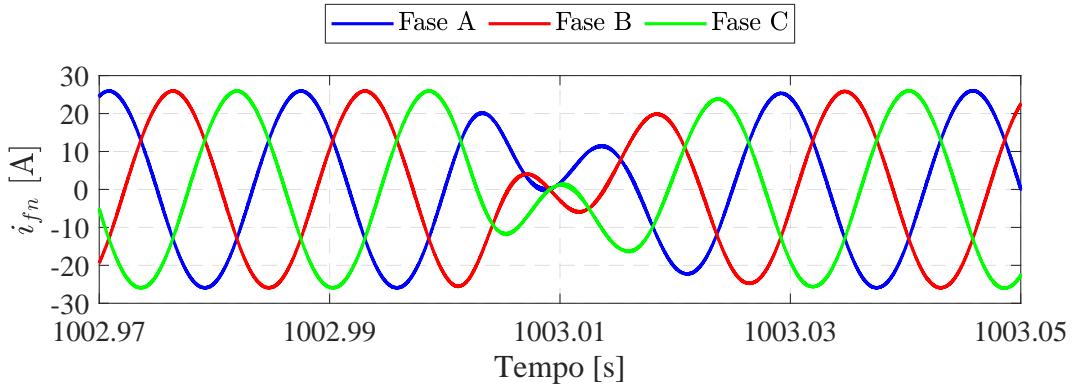
Figura 51 – Resultados simulados do barramento c.c.; (a) Durante o balanceamento de SOC; (b) Após o balanceamento de SOC.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

A Figura 52 apresenta as correntes da rede durante um transiente de potência, destacando a resposta do controle de corrente a uma inversão repentina no fluxo de potência ativa. Inicialmente, o sistema opera a 7 kW, fornecendo energia à rede. Em 1003s, um comando inverte esse fluxo para -7 kW, fazendo com que o BESS comece a carregar. Essa mudança gera um transiente nas correntes, com oscilações momentâneas antes da estabilização. Esse comportamento evidencia a eficiência do controle de corrente durante a transição, garantindo a estabilidade do sistema.

Figura 52 – Resultados simulados da corrente da rede durante inversão de potência.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

5.4 AVALIAÇÃO COMPARATIVA DAS OPERAÇÕES EM CORRENTE PULSADA E CORRENTE CONTÍNUA

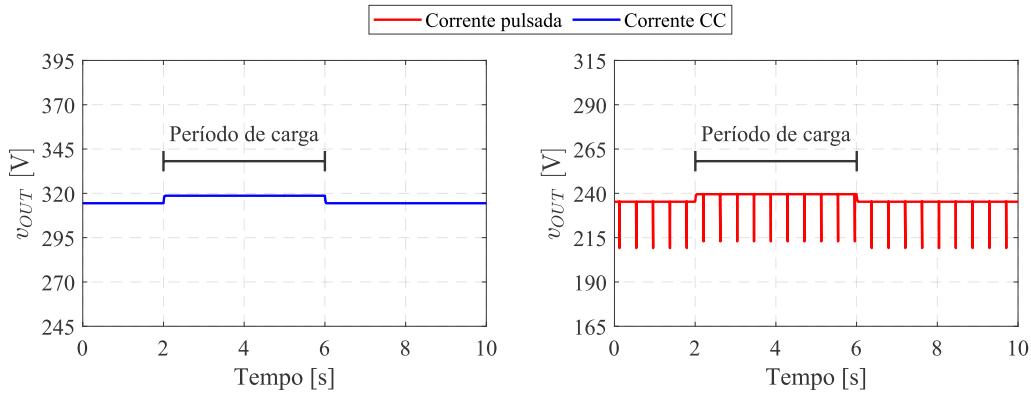
Nesta seção, são apresentados os resultados comparativos entre os modos de operação em corrente contínua e em corrente pulsada. Inicialmente, realiza-se uma análise da tensão de saída do arranjo de baterias (v_{OUT}) para cada modo de operação. Em seguida, é feita a comparação entre as formas de onda das correntes nas baterias, destacando as diferenças entre os perfis CC e pulsado. Por fim, avaliam-se a tensão do barramento c.c. e as potências ativa e reativa fornecidas pelo sistema em ambos os métodos, buscando evidenciar os impactos da operação em corrente pulsada em relação à abordagem convencional.

A Figura 53 apresenta a tensão de saída do arranjo de baterias (v_{OUT}), considerando a operação em corrente contínua e em corrente pulsada, após o balanceamento. Quando operado em CC, a tensão atinge aproximadamente 314 V, enquanto, na operação com corrente pulsada, o valor se reduz para 235 V. Essa diferença ocorre porque, no modo CC, todas as 12 baterias contribuem simultaneamente, enquanto, na corrente pulsada, apenas 9 estão ativas em cada instante. Além disso, observa-se uma queda de aproximadamente 24 V no modo pulsado, correspondente à tensão de uma unidade de BCI, causada pelo tempo morto inerente à metodologia.

A Figura 54 apresenta a comparação da corrente em uma das baterias nos dois modos de operação após o balanceamento. Como a tensão no modo de operação pulsada é menor, para fornecer a mesma potência, a corrente entregue ao arranjo deve ser maior, garantindo que a corrente média seja equivalente à do modo CC. Além disso, a cada troca de bateria, a corrente pulsada apresenta pequenos distúrbios devido ao tempo morto introduzido nas transições, o que não ocorre no modo CC.

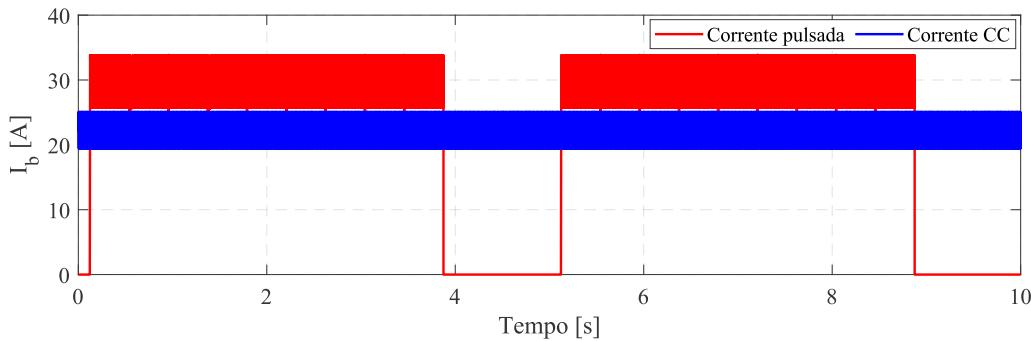
A Figura 55 ilustra o comportamento da tensão do barramento c.c. (v_{dc}) nos dois modos de operação. No modo de corrente pulsada, observam-se pequenos distúrbios relacionados ao tempo morto, quando comparado à operação CC. No entanto, esses distúrbios

Figura 53 – Tensão de saída do arranjo de baterias nos modos de operação em corrente pulsada e corrente contínua.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Figura 54 – Comparaçāo entre os modos de operação em corrente pulsada e CC.



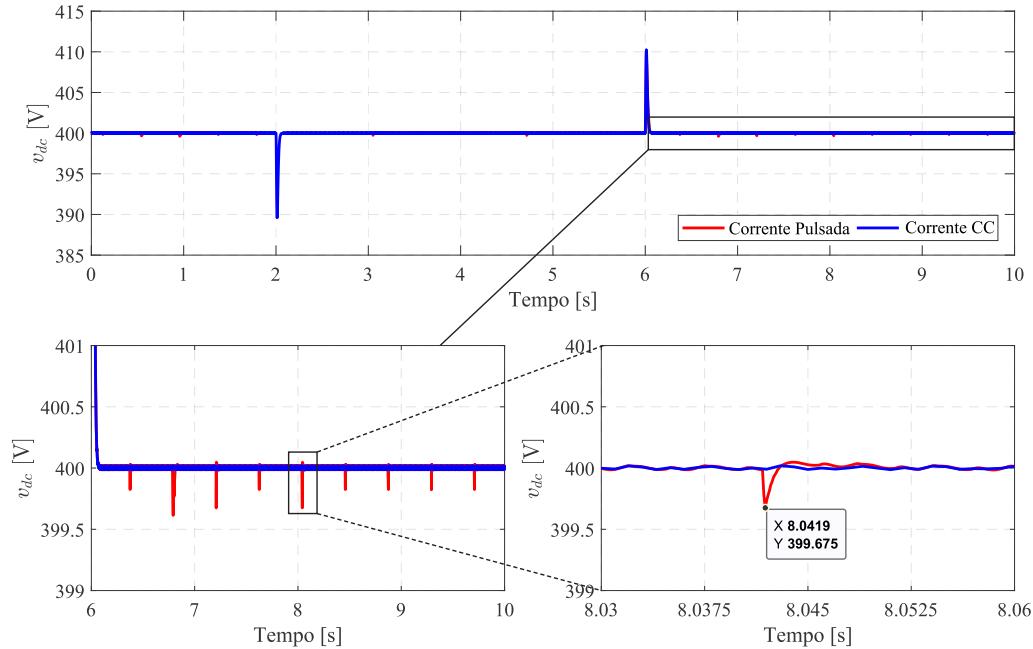
Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

bios são mínimos, com picos que atingem aproximadamente 399,7 V, valor praticamente imperceptível considerando que o barramento está sendo controlado em 400 V. Dessa forma, essas pequenas variações não representam risco para desestabilizar o sistema.

A Figura 56 apresenta a potência entregue ou absorvida pela rede nos dois modos de operação após o balanceamento. No modo de corrente pulsada, observam-se pequenos distúrbios nos períodos de carga e descarga em comparação com a operação CC. Esses distúrbios, causados pelo tempo morto, permanecem inferiores a 1 %. O resultado indica que o impacto das variações de tensão devido ao tempo morto é praticamente eliminado, evidenciando a eficiência do modelo de PCS na minimização dessas oscilações.

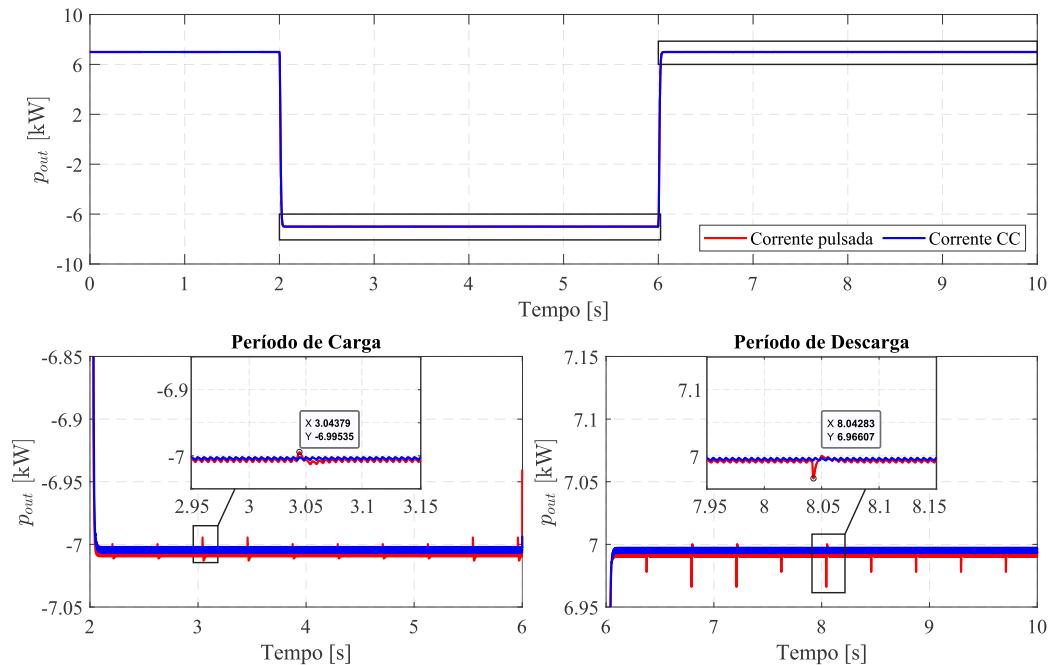
A Figura 57 apresenta a potência reativa durante os períodos de carga e descarga nos dois modos de operação após o balanceamento. A operação em corrente pulsada apresenta resultados similares aos do modo CC, indicando que essa forma de operação não afeta significativamente a potência reativa. Pequenas perturbações são observadas em 2 e 6 segundos, associadas aos transitórios de reversão do fluxo de potência.

Figura 55 – Comparação da tensão do barramento c.c. nos modos de operação em corrente contínua e corrente pulsada.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Figura 56 – Comparação da potência ativa nos modos de operação em corrente contínua e corrente pulsada.

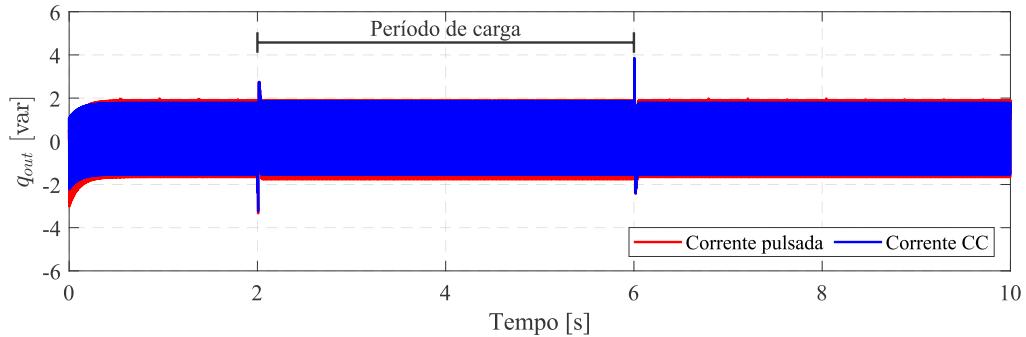


Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

5.5 SÍNTESE DO CAPÍTULO

Neste capítulo, foram apresentados os principais resultados das simulações para avaliar o desempenho do BESS proposto. Inicialmente, foram descritos os parâmetros

Figura 57 – Comparação da potência reativa nos modos de operação em corrente contínua e corrente pulsada.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

adotados para a simulação.

Em seguida, foram analisados e comparados os métodos de balanceamento com ganho constante e ganho adaptativo. Foi observado que a abordagem com ganho adaptativo obteve convergência significativamente mais rápida, reduzindo o tempo de balanceamento em aproximadamente 4 vezes em relação ao método tradicional. Os resultados validam as equações matemáticas desenvolvidas anteriormente, evidenciando a consistência das modelagens teórica para os métodos de balanceamento do SOC.

Ademais, foi analisado o impacto do balanceamento do SOC na operação do sistema, com destaque para a tensão de saída do arranjo de baterias, que influenciou na tensão do barramento c.c. e nas potências fornecidas à rede. Verificou-se que após o balanceamento, a tensão do barramento se estabilizou e a flutuação na potência ativa e reativa foram minimizadas.

Além disso, foi realizada uma comparação entre os modos de operação em corrente contínua e corrente pulsada. Observou-se que, embora a operação pulsada resulte em menor tensão de saída e apresente pequenas flutuações associadas ao tempo morto, essas variações não comprometeram a estabilidade do barramento c.c., da potência ativa nem afetaram significativamente a potência reativa.

No próximo capítulo, serão apresentados detalhes da simulação em HIL, assim como a utilização dos DSPs e os resultados experimentais.

6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo são apresentados os resultados experimentais obtidos através da simulação em HIL do BESS utilizando BCIs ilustrado na Figura 23. Os experimentos foram realizados utilizando a plataforma Typhoon HIL 606 e dois DSPs TMS320F28379D. Os parâmetros experimentais foram adaptados com base nas condições simuladas anteriormente, considerando as limitações físicas dos equipamentos disponíveis. A análise experimental teve como objetivo principal avaliar as estratégias de balanceamento do estado de carga com ganho constante e adaptativo, além de verificar o desempenho do sistema de conversão de energia em diferentes condições operacionais.

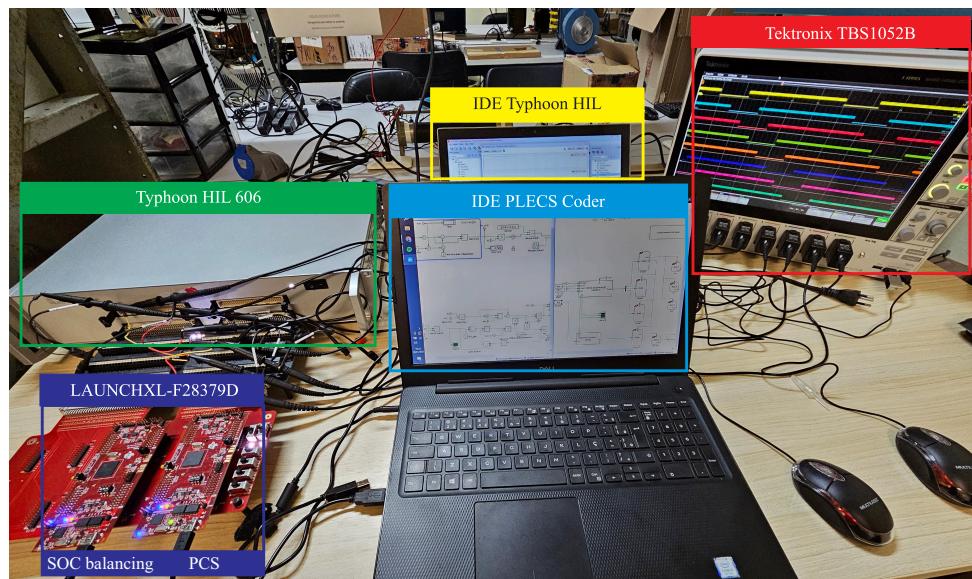
6.1 PARÂMETROS DO SISTEMA EXPERIMENTAL

Para validar as simulações, foram realizados experimentos utilizando a técnica *Hardware-in-the-Loop* com a plataforma Typhoon HIL 606. O sistema empregou dois DSPs da Texas Instruments, modelo LAUNCHXL-F28379D. Um dos controladores foi utilizado para gerenciar o arranjo de BCIs, sendo responsável pelo balanceamento do estado de carga, enquanto o outro foi empregado para implementar os controles do PCS.

Além disso, a interface de controle foi desenvolvida utilizando o *software* PLECS Coder que simplifica o processo de programação de microcontroladores para eletrônica de potência e a coleta dos resultados foi realizada por meio de um osciloscópio Tektronix TBS1052B.

A montagem do sistema experimental pode ser visualizada na Figura 58.

Figura 58 – Visão geral da configuração experimental.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Em virtude das limitações inerentes ao ambiente HIL, alguns parâmetros do sistema foram ajustados, conforme detalhado na Tabela 3. A primeira restrição decorre do uso pretendido da placa de conexão *uGrid Launchpad*¹, a qual limita o número de canais de ADC disponíveis por DSP. Como o sistema requer a aquisição simultânea de diversas grandezas para o controle e a supervisão, tornou-se necessário utilizar dois DSPs para acomodar todas as variáveis envolvidas. Além disso, outra limitação relevante está associada à frequência máxima de comutação suportada pelo coder do PLECS, que se restringe a 10 kHz. Essa restrição impôs a necessidade de definir a frequência de chaveamento nesse valor máximo permitido e, consequentemente, recalcular os parâmetros do filtro LCL para garantir o desempenho desejado nas condições reais de execução do HIL.

Tabela 3 – Parâmetros de simulação em *Hardware-in-the-Loop*.

Parâmetros do arranjo de Baterias	Simbologia	Valor	Unidade
Número de baterias	n	8	-
Baterias em descanso	m	2	-
Ciclo de trabalho	D	75	%
Frequência	f	0,2	Hz
Tempo morto	-	5	μs
Resistência por célula	R_b	1	mΩ
Critério de parada do balanceamento	h	0,1	%
Variação máxima do ciclo de trabalho	d_{\max}	0,33	p.u
Tempo de amostragem do balanceamento	t_s	5	s
Parâmetros do PCS	Simbologia	Valor	Unidade
Tensão da rede (fase-fase)	V_L	220	V
Potência nominal do conversor	S_n	7,5	kW
Tensão do barramento c.c.	V_{dc}	400	V
Indutância do conversor <i>boost-buck</i>	L_{bc}	0,5	mH
Resistência do conversor <i>boost-buck</i>	R_{bc}	4,7	mΩ
Indutância do lado do inversor	L_f	297	μH
Resistência do lado do inversor	R_f	2,8	mΩ
Indutância do lado da rede	L_g	297	μH
Resistência do lado da rede	R_g	2,8	mΩ
Capacitância do filtro	C_f	18,7	μF
Resistência de amortecimento passivo	R_d	600	mΩ
Capacitor do barramento c.c.	C_{dc}	800	μF
Resistência do barramento c.c.	R_{dc}	5	mΩ
Frequência de comutação	f_{sw}	10	kHz

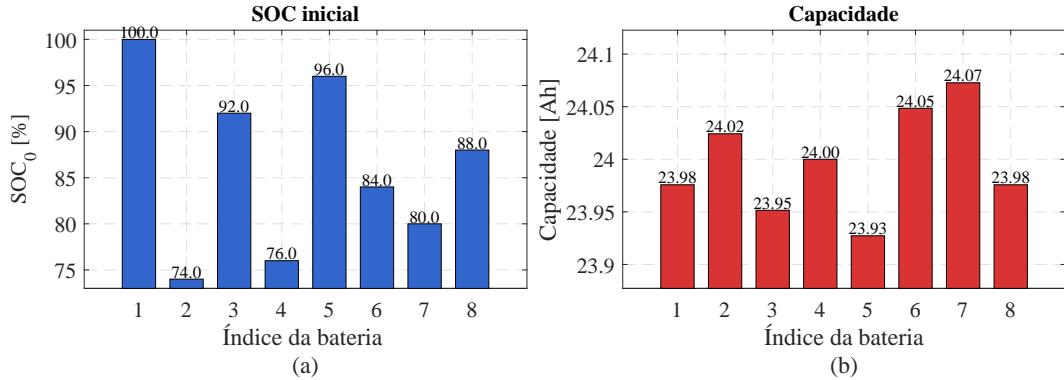
Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Além disso, o estado de carga adotado para o banco de baterias foi ajustado para melhorar a visualização no osciloscópio. As capacidades das baterias foram reduzidas exclusivamente para diminuir a duração do processo de balanceamento, uma vez que, devido ao aumento do desvio em relação ao valor médio de SOC, o tempo necessário para

¹ Ver Apêndice B

a equalização seria significativamente maior caso as capacidades originais fossem mantidas. Os novos parâmetros utilizados são apresentados na Figura 59.

Figura 59 – Parâmetros de cada bateria no HIL: (a) SOC inicial; (b) Capacidade.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

6.2 SISTEMA DE COMUNICAÇÃO ENTRE O TYPHOON HIL E O DSP

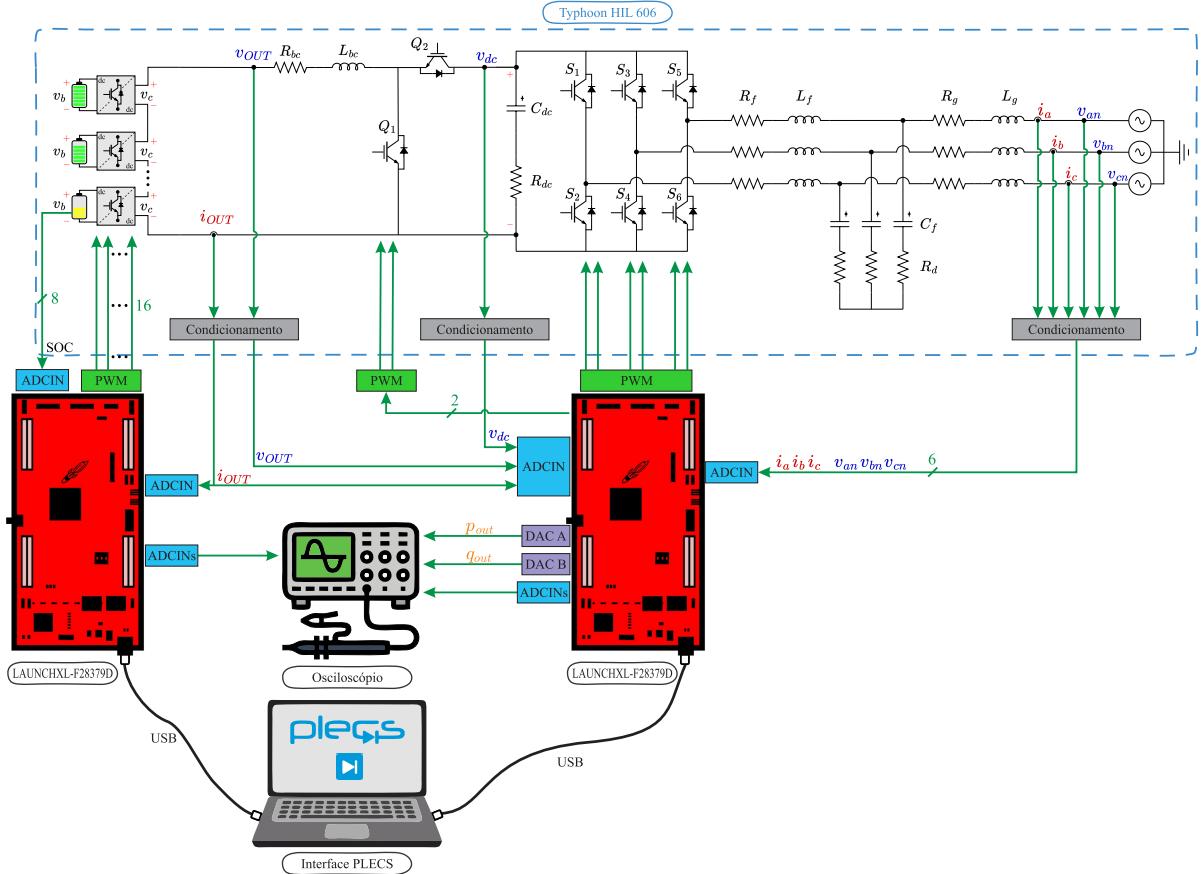
O sistema de comunicação entre o Typhoon e o DSP abrange tanto a simulação do sistema quanto a atuação dos DSPs nos controles. O HIL é responsável por simular o circuito elétrico e de fornecer as medidas de grandezas como correntes, tensões e estados de carga. O diagrama esquemático do sistema de comunicação pode ser visualizado na Figura 60.

As medições fornecidas pelo HIL são tratadas e condicionadas antes de serem enviadas ao DSP, que deve permanecer dentro da faixa de 0 a 3,3 V para serem discretizadas pelos ADCs. Para isso, os sinais precisam ser escalonados e receber um *offset*, com o objetivo de atender essa limitação. A interface utilizada para transmitir esses sinais ao DSP é a HIL TI *uGrid Launchpad Interface*, que permite a conexão direta entre os terminais de saída do HIL e os terminais de entrada do DSP.

Após a discretização, os sinais são processados e utilizados nas estratégias de controle. As estratégias têm como objetivo gerar pulsos PWM tanto para o sistema de balanceamento quanto para o controle do PCS. O DSP responsável pelo balanceamento do SOC recebe as medidas de i_{OUT} , para identificar se o sistema está em processo de carga ou descarga. Além disso, ele monitora os estados de carga das baterias e, com base nessas informações, executa a estratégia de balanceamento, gerando os sinais de comando para os conversores integrados às baterias.

Por outro lado, o DSP responsável pelo controle do PCS recebe as tensões trifásicas da rede para realizar o sincronismo do sistema e as correntes para executar o controle de corrente. A potência reativa instantânea calculada e a tensão do barramento c.c. são monitoradas para realizar o controle da potência reativa e a regulação da tensão do

Figura 60 – Diagrama esquemático do sistema de comunicação entre os DSPs e o HIL.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

barramento. O DSP também é responsável pelo controle do estágio c.c., que depende da tensão v_{OUT} e da corrente i_{OUT} . Além disso, ele utiliza os Conversor Digital-Analógico (do inglês, *Digital-to-Analog Converter*)s (DACs) A e B para visualizar no osciloscópio o comportamento das potências instantâneas.

A programação do DSP inclui o cálculo das potências instantâneas, a implementação das malhas de controle e as configurações necessárias para a inicialização do sistema. Para auxiliar na modelagem dos controladores, foi utilizada a interface PLECS *Coder*, que possibilita a geração automática do código de controle a partir dos diagramas desenvolvidos no ambiente PLECS. Durante a etapa de inicialização, são definidas as variáveis de controle, os ganhos dos controladores e as configurações das portas lógicas, incluindo Entradas e Saídas de Uso Geral (do inglês, *General-Purpose Inputs/Outputs*) (GPIOs), ADCs e PWMs.

Com o PLECS *Coder*, após a inicialização, é possível interagir com o sistema em tempo real utilizando o *External Mode*. Essa funcionalidade permite modificar os parâmetros de referência dos controladores enquanto o sistema está em execução, sem que seja necessário reinicializá-lo.

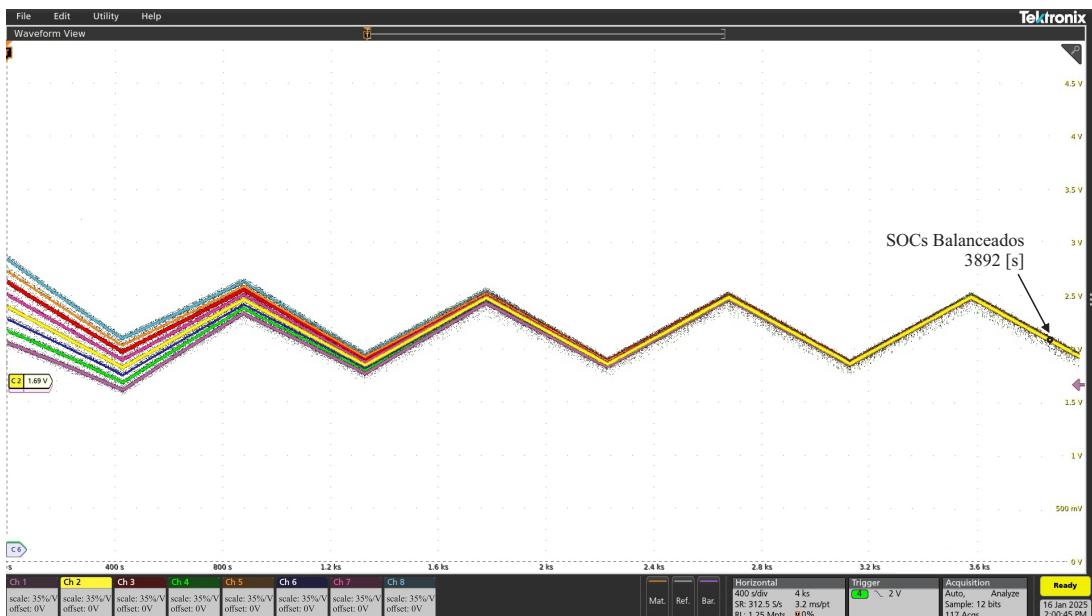
Por fim, os parâmetros analisados são enviados ao osciloscópio através da interface HIL TI *uGrid Launchpad Interface*².

6.3 AVALIAÇÃO DOS MÉTODOS DE BALANCEAMENTO DO ESTADO DE CARGA

Nesta seção, são apresentados os resultados das metodologias de balanceamento com ganho constante e ganho adaptativo obtidos através da simulação em HIL.

Os resultados experimentais para o balanceamento do estado de carga considerando o ganho constante podem ser visualizados na Figura 61. Observa-se que o balanceamento ocorre de forma eficaz tanto durante os períodos de carga quanto de descarga, levando aproximadamente 3892 s (1 hora, 4 minutos e 52 segundos).

Figura 61 – Resultados experimentais para balanceamento com ganho constante.



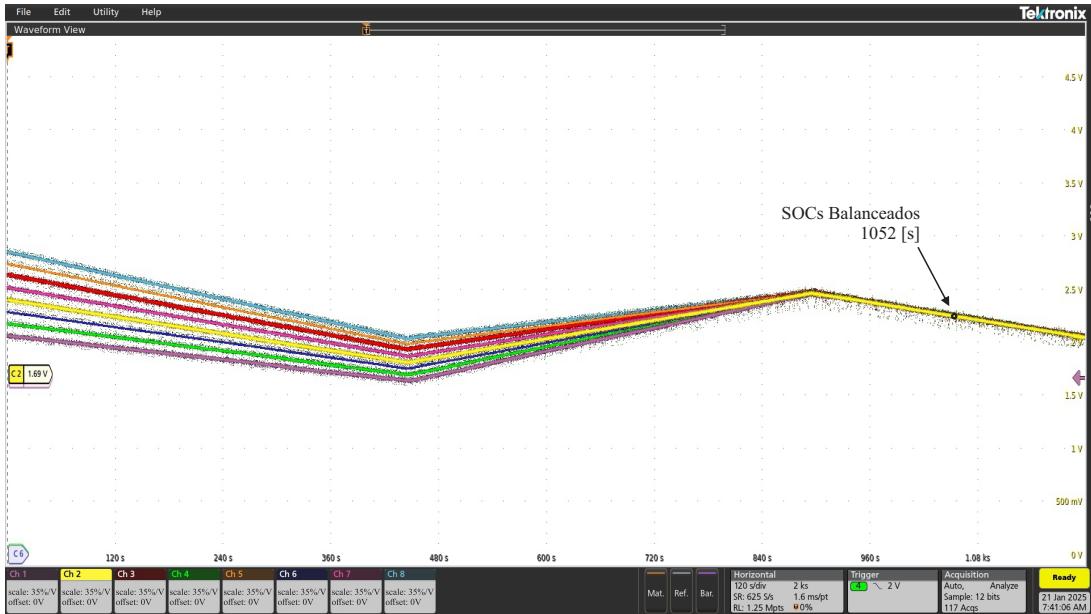
Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Da mesma forma, os resultados experimentais considerando o balanceamento com ganho adaptativo podem ser observados na Figura 62. Nota-se que o balanceamento é realizado durante os períodos de carga quanto nos períodos de descarga, porém ocorre em um tempo significativamente menor, cerca de 1052 s (17 minutos e 32 segundos).

Assim como nos resultados de simulação, os resultados experimentais demonstram que ambas as técnicas de balanceamento são funcionais. Além disso, ao empregar o ganho adaptativo, o sistema apresentou desempenho significativamente superior. A razão entre os tempos experimentais, dada por $t_{\text{const}}/t_{\text{adapt}}$, foi de aproximadamente 3,7. Esse resultado valida os desenvolvimentos teóricos e evidencia a elevada consistência com as simulações previamente apresentadas.

² Ver Apêndice B

Figura 62 – Resultados experimentais para balanceamento com ganho adaptativo.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

6.4 AVALIAÇÃO DO DESEMPENHO DO PCS

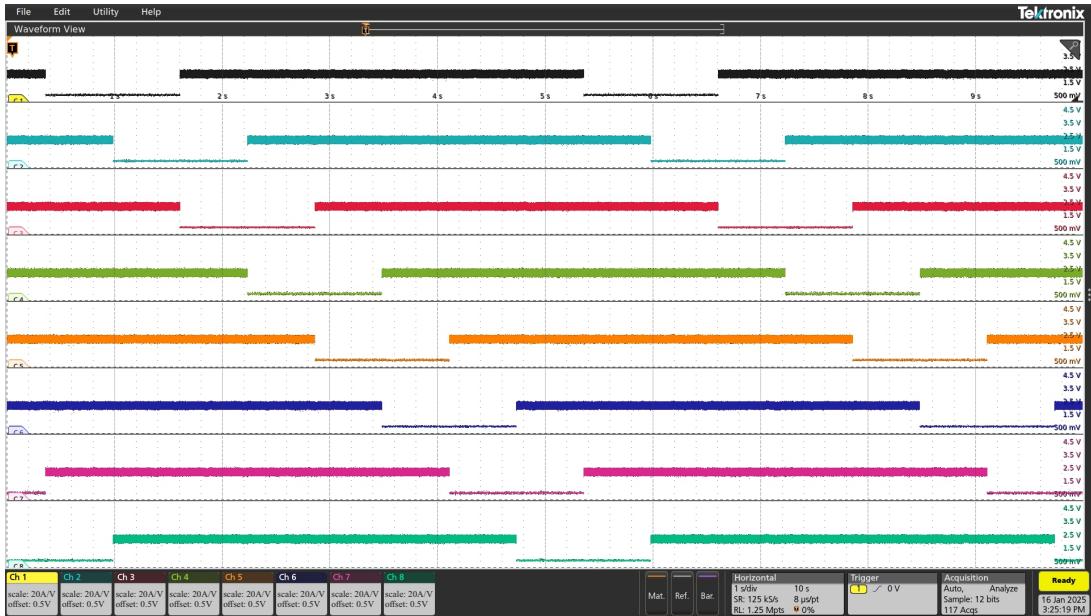
Nesta seção, são apresentados os principais resultados em HIL do BESS, com foco na análise do impacto nos parâmetros durante o período de balanceamento e após sua finalização. Além disso, é discutido como a troca de baterias afeta o barramento c.c. e as potências ativa e reativa do sistema.

A Figura 63 apresenta as correntes das baterias obtidas experimentalmente. Conforme introduzido na metodologia do BESS, as baterias operam em corrente pulsada com ciclos de trabalho de 75% e frequência de 0,2 Hz, resultando em períodos de 5 s. Esse comportamento fica mais evidente na janela exibida pelo osciloscópio que apresenta 10 s de operação. Além disso, como os estados de carga já estão平衡ados, as correntes das baterias estão sincronizadas, apresentando o mesmo ciclo de trabalho porém defasadas entre si.

A tensão de saída do arranjo de baterias, a potência controlada e a tensão do barramento c.c. antes e depois do balanceamento podem ser observadas na Figura 64. Durante o processo de balanceamento, a tensão v_{OUT} passa por variações, refletindo os ajustes no número de baterias conectadas ao sistema naquele momento. Após o balanceamento, a tensão se estabiliza, e é possível visualizar apenas a queda de tensão proveniente do tempo morto. Isso reflete que o número de baterias operando no sistema se estabiliza e se mantém constante.

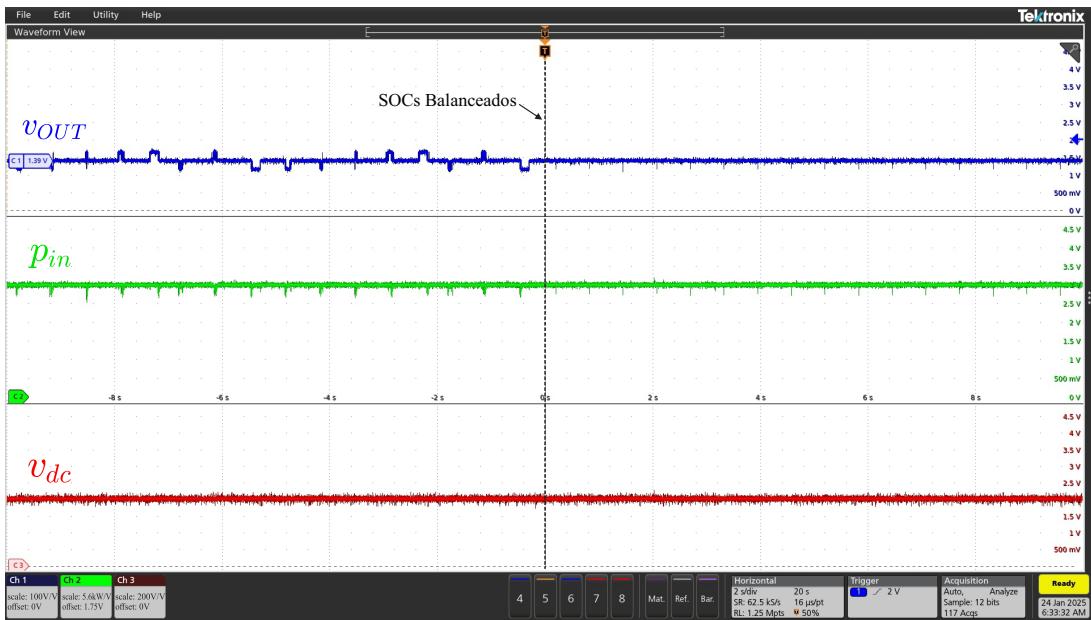
Durante o processo de balanceamento, a potência P_{in} (estágio c.c.-c.c.) sofre pequenas perturbações devido à mudança no número de baterias operando simultaneamente,

Figura 63 – Resultados experimentais das correntes das 8 baterias após o balanceamento.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Figura 64 – Resultados experimentais durante e após o balanceamento do SOC. Nota: CH1: v_{OUT} ; CH2: p_{in} ; CH3: v_{dc} .



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

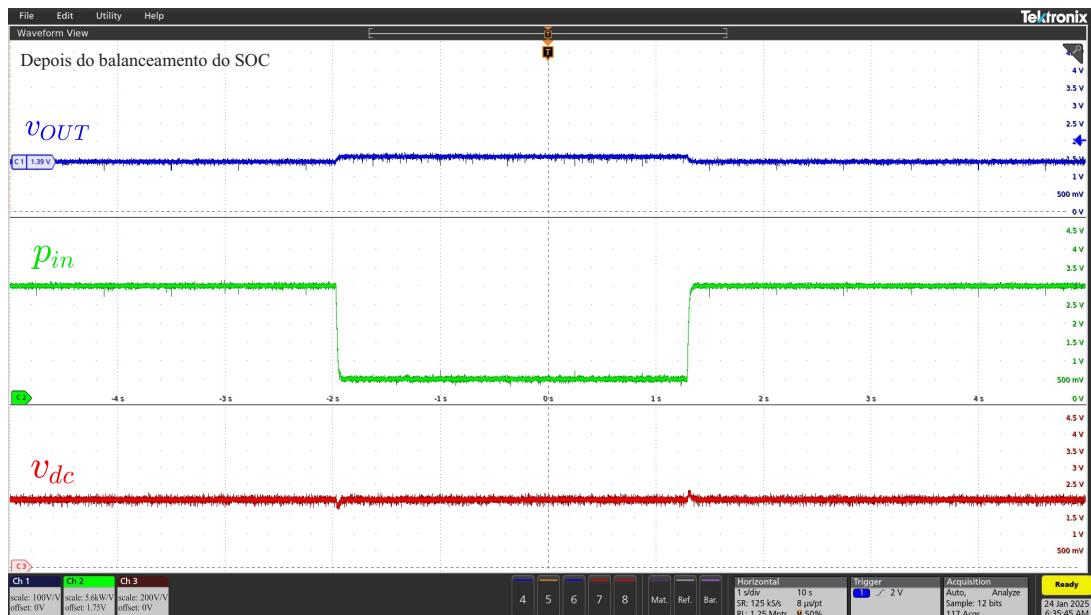
o que provoca variações momentâneas na tensão de saída. Entretanto, a potência retorna rapidamente ao valor definido como referência. Esse comportamento também pode ser observado na tensão v_{dc} , que, mesmo diante das perturbações, mantém-se estável no valor de referência durante todo o processo de balanceamento e após sua conclusão.

Além disso, na Figura 65, é possível observar o comportamento do sistema quando os SOCs estão平衡ados e ocorre a reversão do fluxo de potência. Quando o BESS

inicia o processo de carga, nota-se um aumento na tensão v_{OUT} , equivalente à soma da tensão sobre a resistência interna das baterias. Em relação à potência ativa, o controle responde de forma satisfatória, sem a presença de sobressinal durante o transitório de potência, atendendo ao objetivo proposto no projeto do controlador.

Em relação ao barramento c.c., quando ocorre a reversão do fluxo de potência, nota-se uma pequena perturbação. No entanto, ele rapidamente se estabiliza, retornando ao valor de referência adotado. Esse comportamento evidencia a robustez do controle, que praticamente não sofre interferências diante das variações da tensão na saída do arranjo de baterias e das mudanças no sentido do fluxo de potência.

Figura 65 – Resultados experimentais da resposta do controle de potência após o balanceamento do SOC. *Nota:* CH1: v_{OUT} ; CH2: p_{in} ; CH3: v_{dc} .



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

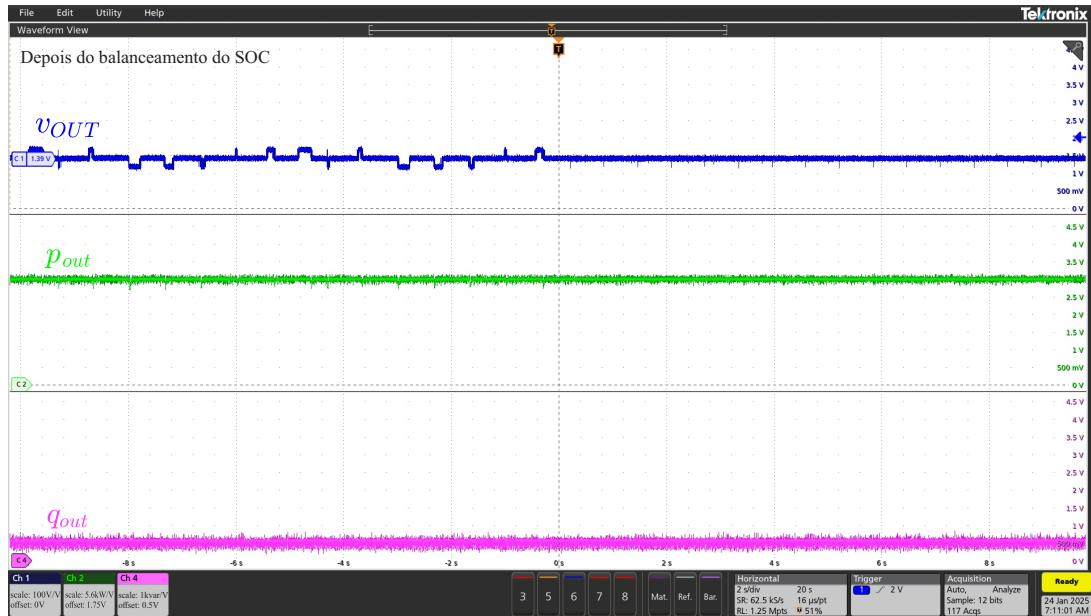
A Figura 66 apresenta o comportamento das potências ativa e reativa na saída do BESS. Em relação à potência ativa, observa-se que há pequenas variações quando a tensão v_{OUT} é alterada, porém, essas oscilações não são significativas. Quando o sistema está balanceado, a potência ativa fica totalmente estabilizada, sem a presença de perturbações perceptíveis.

Em relação à potência reativa, é possível observar que ela permanece estável em aproximadamente 0 var (5 mV) durante e após o balanceamento. Além disso, não se identificam variações significativas decorrentes das mudanças nos valores de v_{OUT} .

Isso confirma que a potência ativa e a potência reativa entregues à rede pelo BESS permanecem estáveis, demonstrando a eficiência dos controles implementados.

Por fim, a Figura 67 ilustra o comportamento das correntes trifásicas da rede durante a reversão do fluxo de potência, ou seja, no instante em que o BESS deixa de

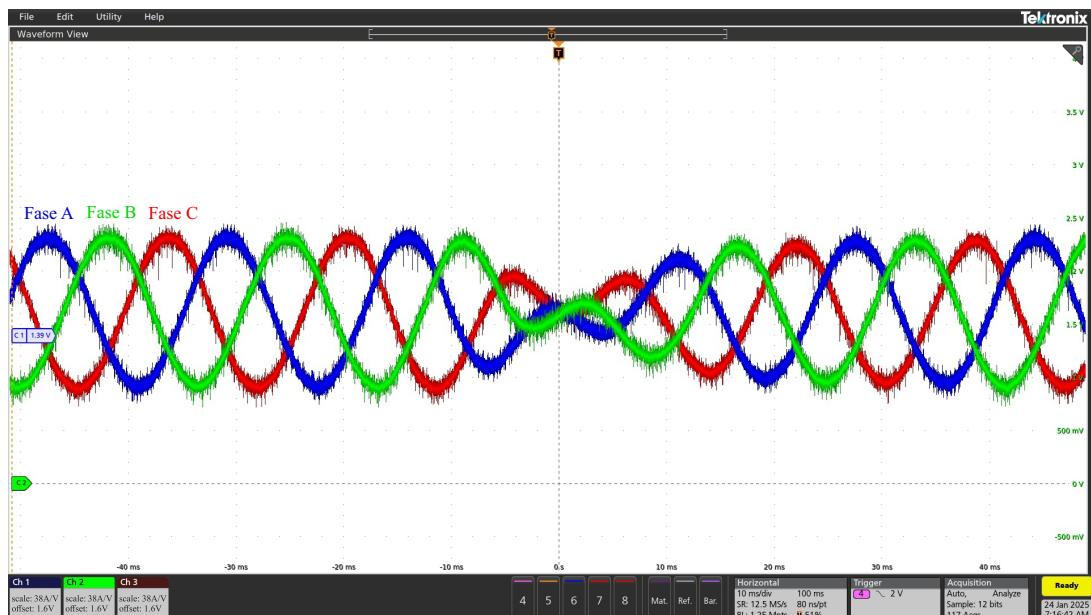
Figura 66 – Resultados experimentais das potências ativa e reativa de saída do BESS durante e após o balanceamento do SOC. *Nota: CH1: v_{OUT} ; CH2: p_{out} ; CH3: q_{out} .*



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

fornecer 7 kW à rede e passa a absorvê-la. Nesse momento, acontece uma transição nas formas de onda das correntes, que rapidamente se estabilizam, demonstrando a rápida atuação do controle. Tal comportamento evidencia a eficácia do controle de corrente durante a transição do fluxo de potência, garantindo a estabilidade e o bom desempenho do sistema implementado em HIL.

Figura 67 – Resultados experimentais da corrente da rede durante a reversão de potência. *Nota: CH1: Fase A; CH2: Fase B; CH3: Fase C.*



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

6.5 SÍNTESE DO CAPÍTULO

Neste capítulo foram apresentados os principais resultados experimentais obtidos com o sistema de armazenamento de energia em BCIs, utilizando a plataforma Typhoon HIL 606 e 2 DSPs TMS320F28379D. Inicialmente, foram descritos os parâmetros experimentais adotados, destacando as adaptações necessárias para a realização das simulações em HIL.

Em seguida, foi apresentado o sistema de comunicação entre o Typhoon HIL e o DSP, destacando as etapas de aquisição, tratamento e envio dos sinais medidos para implementação dos algoritmos de controle.

Os experimentos validaram os métodos de balanceamento do estado de carga com ganhos constante e adaptativo. Os resultados mostraram que o método adaptativo apresentou desempenho superior, alcançando tempos de balanceamento significativamente menores, confirmando as previsões obtidas nas simulações.

Adicionalmente, observou-se o impacto do balanceamento do SOC na operação do sistema, uma vez que as variações na tensão de saída do arranjo de baterias influenciaram a tensão do barramento c.c. e as potências fornecidas à rede. Contudo, os controles implementados conseguiram estabilizar efetivamente essas variações, tanto no barramento c.c. quanto nas potências. Após o balanceamento, a tensão se estabilizou e as oscilações de potência de saída foram eliminadas.

Dessa forma, os resultados experimentais validam as técnicas propostas e reforçam o potencial das estratégias desenvolvidas, indicando que o sistema pode operar de maneira confiável e eficaz em aplicações reais de BESS com BCIs.

No próximo capítulo serão apresentadas as considerações finais e propostas de continuidade desta dissertação.

7 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Os resultados apresentados ao longo deste trabalho demonstram que a arquitetura baseada em BCIs, operando em corrente pulsada, constitui uma alternativa viável para sistemas de armazenamento conectados a PCS comerciais. As análises de simulação e os ensaios em ambiente HIL evidenciaram que as perturbações introduzidas no barramento c.c. e na potência fornecida à rede permanecem dentro de limites reduzidos, mesmo nos instantes de transição entre módulos ativos e em repouso. Esse comportamento indica que a operação pulsada, quando associada a um PCS em dois estágios, mantém a estabilidade da interface c.c.-c.a. e não compromete a qualidade da energia entregue ao sistema elétrico.

No contexto do gerenciamento das unidades, verificou-se que a estratégia de balanceamento do SOC com ganho adaptativo apresenta desempenho superior em relação ao método de ganho constante, proporcionando tempo de equalização significativamente menor sem introduzir esforços adicionais ao sistema. A adaptação automática do ganho permitiu acelerar a convergência nas etapas iniciais, quando o desvio entre módulos é maior, mantendo, ao mesmo tempo, um desvio residual reduzido em regime permanente. Essa característica amplia a flexibilidade operacional e possibilita o uso eficiente de baterias com diferentes capacidades ou níveis de envelhecimento, aspecto relevante em arquiteturas modulares e em aplicações de segunda vida.

A operação em corrente pulsada contribuiu, adicionalmente, para reduzir o estresse elétrico e térmico das células individuais, uma vez que cada módulo passa parte do ciclo em repouso, diminuindo a corrente média processada por unidade. Essa propriedade tende a favorecer a vida útil do sistema e a uniformidade de degradação entre as baterias, reforçando o potencial da abordagem proposta para aplicações em que a longevidade e a confiabilidade do arranjo são fundamentais.

De forma abrangente, as contribuições desenvolvidas neste trabalho indicam que a combinação de BCIs, operação pulsada e controle adaptativo constitui uma solução promissora para sistemas de armazenamento de energia modernos. A arquitetura proposta apresenta potencial para uso em microrredes, aplicações residenciais e comerciais conectadas à rede, bem como em arranjos modulares de maior porte, nos quais a possibilidade de integrar baterias heterogêneas e assegurar sua operação coordenada representa uma vantagem significativa. Os resultados obtidos oferecem uma base consistente para implementações futuras em escala experimental e sugerem caminhos para a evolução de sistemas de armazenamento mais robustos, flexíveis e eficientes.

7.1 TRABALHOS FUTUROS

Como propostas de continuidade deste trabalho, pode-se citar:

- Implementação prática do sistema proposto em bancada experimental;
- Aplicação de algoritmos avançados de estimativa de SOC, como filtros de Kalman ou redes neurais;
- Avaliação do impacto da corrente pulsada na saúde das baterias;
- Investigação das técnicas de balanceamento para implementação em outras químicas de baterias, como por exemplo chumbo-carbono;
- Expansão da arquitetura para sistemas com maior número de módulos;
- Exploração de diferentes arquiteturas de BMS para o controle das BCIs;
- Implementação de outros modos de operação em corrente pulsada;
- Implementação de outras topologias de conversores para as BCIs, como *boost*, *buck-boost* não-inversor, *full-bridge*, além de topologias isoladas, como o conversor *dual active bridge*;
- Explorar as diferentes formas de operar o sistema após a retirada de uma bateria defeituosa.

REFERÊNCIAS

- AKAGI, H.; MAHARJAN, L. A battery energy storage system based on a multilevel cascade pwm converter. **Eletrônica de Potência**, v. 14, n. 4, p. 221–231, Nov. 2009. Disponível em: <https://journal.sobraep.org.br/index.php/rep/article/view/596>.
- ALHAKEM, Z. M.; RASHID, M. T. Electric vehicle battery states estimation during charging process by narx neural network. **Journal of Control, Automation and Electrical Systems**, v. 34, n. 6, p. 1194–1206, 2023. ISSN 2195-3899. Disponível em: <https://doi.org/10.1007/s40313-023-01038-w>.
- ALMEIDA, P. M.; MONTEIRO, K. M.; FERREIRA, A. A.; MONTAGNER, V. F.; BARBOSA, P. G. Revisiting boost converter modeling and analysis to integrate power electronics and control courses. **Journal of Control, Automation and Electrical Systems**, 2025. ISSN 2195-3899. Disponível em: <https://doi.org/10.1007/s40313-025-01191-4>.
- ALMEIDA, P. M. de. **Modelagem e controle de conversores estáticos fonte de tensão utilizados em sistemas de geração fotovoltaicos conectados à rede elétrica de distribuição**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, MG, 2011.
- ALRAJHI, H.; RAZA, S. A.; BABSAIL, H.; ALATTAS, A. Design, analysis and comprehensive assessment of lcl filters for vsc applications. **Journal of Umm Al-Qura University for Engineering and Architecture**, 2025. ISSN 1658-8150. Disponível em: <https://doi.org/10.1007/s43995-025-00132-1>.
- AMORIM, W. C. S.; FRANÇA, J. V. G.; CUPERTINO, A. F.; MENDES, V. F.; PEREIRA, H. A. Mission profile emulator for mmc-based battery energy storage systems. **Eletrônica de Potência**, v. 27, n. 2, p. 177–185, May 2022. Disponível em: <https://journal.sobraep.org.br/index.php/rep/article/view/68>.
- ANDREA, D. **Battery Management Systems for Large Lithium-Ion Battery Packs**. Boston, MA: Artech House, 2010. ISBN 9781608071043.
- ARGYROU, M. C.; CHRISTODOULIDES, P.; KALOGIROU, S. A. Energy storage for electricity generation and related processes: Technologies appraisal and grid scale applications. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 94, p. 804–821, 2018. ISSN 1364-0321. Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032118304817>.
- BANGUERO, E.; CORRECHER, A.; PéREZ-NAVARRO, ; MORANT, F.; ARISTIZABAL, A. A review on battery charging and discharging control strategies: Application to renewable energy systems. **Energies**, v. 11, n. 4, 2018. ISSN 1996-1073. Disponível em: <https://www.mdpi.com/1996-1073/11/4/1021>.
- BARRERAS, J. V.; GODSK, J.; GARCIA, J.; ANDREASEN, S.; PRADA, R. E. Fuse and switch box design, modeling and characterization in hil simulation environment for bms testing. In: **Proceedings of the International Conference on Sustainable Mobility. Applications (SMART2015)**. Spain: [s.n.], 2015. SMART 2015.

BAUGHMAN, A. C.; FERDOWSI, M. Double-tiered switched-capacitor battery charge equalization technique. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 55, n. 6, p. 2277–2285, 2008.

BERES, R. N.; WANG, X.; LISERRE, M.; BLAABJERG, F.; BAK, C. L. A review of passive power filters for three-phase grid-connected voltage-source converters. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 4, n. 1, p. 54–69, 2016.

BERGVELD, H. J.; KRUIJT, W. S.; NOTTEN, P. H. L. **Battery Management Systems: Design by Modeling**. New York: Springer, 2002.

BLAABJERG, F.; TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; TIMBUS, A. Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 53, n. 5, p. 1398–1409, 2006.

BOLSI, P. C.; PRADO, E. O.; NAZARÉ, R. J.; SARTORI, H. C.; PINHEIRO, J. R. Simple method to estimate battery lifetime and upkeep of lead-acid and lithium-ion batteries. **Eletrônica de Potência**, v. 29, p. e202456, Dec. 2024. Disponível em: <https://journal.sobraep.org.br/index.php/rep/article/view/981>.

BUSO, S.; MATTAVELLI, P. **Digital Control in Power Electronics**. 1. ed. San Rafael, CA: Morgan & Claypool Publishers, 2006.

CADAR, D. V.; PETREUS, D. M.; PATARAU, T. M. An energy converter method for battery cell balancing. In: **33rd International Spring Seminar on Electronics Technology, ISSE 2010**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 290–293.

CAMPOS, F. M.; ARAÚJO, D. N.; TOLEDO, O. M.; FERNANDES, L. d. E. S.; BORBA, A. T. A. Tecnologias e aplicações de sistemas de armazenamento de energia para suporte à integração de fontes renováveis no brasil. In: **Anais Congresso Brasileiro de Energia Solar-CBENS**. [S.l.: s.n.], 2022. p. 1–10.

CAO, J.; SCHOFIELD, N.; EMADI, A. Battery balancing methods: A comprehensive review. In: **2008 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference**. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1–6.

CHA, H.; VU, T.-K. Comparative analysis of low-pass output filter for single-phase grid-connected photovoltaic inverter. In: **2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1659–1665.

CHEN, M.; MA, G.; LIU, W.; ZENG, N.; LUO, X. An overview of data-driven battery health estimation technology for battery management system. **Neurocomputing**, v. 532, p. 152–169, 2023. ISSN 0925-2312. Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0925231223001686>.

CHENG, M.; RAN, A.; ZHENG, X.; ZHANG, X.; WEI, G.; ZHOU, G.; SUN, H. Sustainability evaluation of second-life battery applications in grid-connected pv-battery systems. **Journal of Power Sources**, Elsevier, v. 550, p. 232132, 2022.

CHUANG, Y.-C.; CHUANG, H.-S.; KE, Y.-L.; CHANG, S.-Y. Battery float charge technique using parallel-loaded resonant converter for discontinuous conduction operation. In: **2011 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Technical Conference**. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–8.

CORREA, T. P.; MAIA, T. A. C.; FILHO, B. J. C. High-performance power electronic battery pack based on a back-to-back converter. **Energies**, v. 16, n. 1, 2023. ISSN 1996-1073. Disponível em: <https://www.mdpi.com/1996-1073/16/1/375>.

CUI, X.; SHEN, W.; ZHANG, Y.; HU, C. A fast multi-switched inductor balancing system based on a fuzzy logic controller for lithium-ion battery packs in electric vehicles. **Energies**, v. 10, n. 7, 2017. ISSN 1996-1073. Disponível em: <https://www.mdpi.com/1996-1073/10/7/1034>.

DAOWD, M.; ANTOINE, M.; OMAR, N.; BOSSCHE, P. Van den; MIERLO, J. V. Single switched capacitor battery balancing system enhancements. **Energies**, v. 6, n. 4, p. 2149–2174, 2013. ISSN 1996-1073. Disponível em: <https://www.mdpi.com/1996-1073/6/4/2149>.

DAOWD, M.; OMAR, N.; BOSSCHE, P. V. D.; MIERLO, J. V. Passive and active battery balancing comparison based on matlab simulation. In: **2011 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference**. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–7.

EINHORN, M.; ROESSLER, W.; FLEIG, J. Improved performance of serially connected li-ion batteries with active cell balancing in electric vehicles. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, v. 60, n. 6, p. 2448–2457, 2011.

ELDAHAB, Y.; SAAD, N.; ZEKRY, A. Enhancing the design of battery charging controllers for photovoltaic systems. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 58, p. 646–655, 2016.

ETXANDI-SANTOLAYA, M.; Canals Casals, L.; MONTES, T.; CORCHERO, C. Are electric vehicle batteries being underused? a review of current practices and sources of circularity. **Journal of Environmental Management**, v. 338, p. 117814, 2023. ISSN 0301-4797. Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0301479723006023>.

GABBAR, H. A.; OTHMAN, A. M.; ABDUSSAMI, M. R. Review of battery management systems (bms) development and industrial standards. **Technologies**, v. 9, n. 2, 2021. ISSN 2227-7080. Disponível em: <https://www.mdpi.com/2227-7080/9/2/28>.

GOMES, C. C.; CUPERTINO, A. F.; PEREIRA, H. A. Damping techniques for grid-connected voltage source converters based on lcl filter: An overview. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 81, p. 116–135, 2018. ISSN 1364-0321. Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032117311206>.

GUO, J.; LI, Y.; PEDERSEN, K.; STROE, D.-I. Lithium-ion battery operation, degradation, and aging mechanism in electric vehicles: An overview. **Energies**, v. 14, n. 17, 2021. ISSN 1996-1073. Disponível em: <https://www.mdpi.com/1996-1073/14/17/5220>.

HAMZA, K. A. E. W.; LINDA, H.; CHERIF, L. Lcl filter design with passive damping for photovoltaic grid connected systems. In: **IREC2015 The Sixth International Renewable Energy Congress**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–4.

- HANNAN, M.; WALI, S.; KER, P.; RAHMAN, M. A.; MANSOR, M.; RAMACHANDRAMURTHY, V.; MUTTAQI, K.; MAHLIA, T.; DONG, Z. Battery energy-storage system: A review of technologies, optimization objectives, constraints, approaches, and outstanding issues. **Journal of Energy Storage**, v. 42, p. 103023, 2021. ISSN 2352-152X. Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2352152X21007349>.
- HART, D. W. **Power Electronics**. Hardcover. New York: McGraw-Hill Education, 2010. 496 p. ISBN 9780073380674.
- HAVA, A.; KERKMAN, R.; LIPO, T. Simple analytical and graphical methods for carrier-based pwm-vsi drives. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 14, n. 1, p. 49–61, 1999.
- HOLMES, D. G.; LIPO, T. A. **Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice**. 1. ed. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2003.
- HORIBA, T. Lithium-ion battery systems. **Proceedings of the IEEE**, v. 102, n. 6, p. 939–950, 2014.
- HU, X.; LI, S.; PENG, H. A comparative study of equivalent circuit models for li-ion batteries. **Journal of Power Sources**, v. 198, p. 359–367, 2012. ISSN 0378-7753. Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378775311019628>.
- HUA, A. C.-C.; SYUE, B. Z.-W. Charge and discharge characteristics of lead-acid battery and lifepo4 battery. In: **The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA -**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1478–1483.
- HUA, C.-C.; LIN, M.-Y. A study of charging control of lead-acid battery for electric vehicles. In: **ISIE'2000. Proceedings of the 2000 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (Cat. No.00TH8543)**. [S.l.: s.n.], 2000. v. 1, p. 135–140 vol.1.
- HUANG, X.; LI, Y.; ACHARYA, A. B.; SUI, X.; MENG, J.; TEODORESCU, R.; STROE, D.-I. A review of pulsed current technique for lithium-ion batteries. **Energies**, v. 13, n. 10, 2020. ISSN 1996-1073. Disponível em: <https://www.mdpi.com/1996-1073/13/10/2458>.
- HUANG, X.; LIU, W.; MENG, J.; LI, Y.; JIN, S.; TEODORESCU, R.; STROE, D.-I. Lifetime extension of lithium-ion batteries with low-frequency pulsed current charging. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 11, n. 1, p. 57–66, 2023.
- HUANG, X.; MENG, J.; LIU, W.; RU, F.; DUAN, C.; XU, X.; STROE, D.-I.; TEODORESCU, R. Lithium-ion battery lifetime extension with positive pulsed current charging. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 71, n. 1, p. 484–492, 2024.
- IEA. **Batteries and Secure Energy Transitions**. 2024. Available at: <https://www.iea.org/reports/batteries-and-secure-energy-transitions>.
- IMTIAZ, A. M.; KHAN, F. H.; KAMATH, H. A low-cost time shared cell balancing technique for future lithium-ion battery storage system featuring regenerative energy distribution. In: **Proceedings of the 26th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**. Fort Worth, TX, USA: IEEE, 2011. p. 792–799.

INEL - Innovative Energy. **Sistemas BESS Componenetes Y Fases**. 2025. Acessado em: 20 mar. 2025. Disponível em: <https://inelinc.com/>.

INÁCIO, G. A. **Sistemas de armazenamento de energia baseado em baterias inteligentes e na utilização de um conversor buck-boost não inversor**. Trabalho de Conclusão de Curso — Universidade Federal de Viçosa, Viçosa, Minas Gerais, Dez 2022.

JIN, S.; SUI, X.; HUANG, X.; WANG, S.; TEODORES, R.; STROE, D.-I. Lifetime evaluation of lithium-ion batteries under pulsed charging currents. In: **2022 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)**. [S.l.: s.n.], 2022. p. 1–6.

JUNG, S.; JUNG, H.-Y. Charge/discharge characteristics of li-ion batteries with two-phase active materials: a comparative study of lifepo₄ and licoo₂ cells. **International Journal of Energy Research**, v. 40, n. 11, p. 1541–1555, 2016. Disponível em: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/er.3540>.

KASPER, M.; BORTIS, D.; KOLAR, J. W. Classification and comparative evaluation of pv panel-integrated dc–dc converter concepts. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 5, p. 2511–2526, 2014.

KHANAKI, R.; WALKER, G. R.; BROADMEADOW, M. A. H.; LEDWICH, G. F. Integration of non-isolated dc–dc converters in battery storage systems – a topological exploration. **The Journal of Engineering**, v. 2019, n. 17, p. 4185–4189, 2019. Disponível em: <https://ietresearch.onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1049/joe.2018.8017>.

KULKARNI, A.; TEODORESCU, R. Closed-loop control of mosfet gate voltage for charge balance in a smart li-ion battery cell. In: **2023 11th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE 2023 - ECCE Asia)**. [S.l.: s.n.], 2023. p. 1396–1402.

KUMAR, R. R.; BHARATIRAJA, C.; UDHAYAKUMAR, K.; DEVAKIRUBAKARAN, S.; SEKAR, K. S.; MIHET-POPA, L. Advances in batteries, battery modeling, battery management system, battery thermal management, soc, soh, and charge/discharge characteristics in ev applications. **IEEE Access**, v. 11, p. 105761–105809, 2023.

KURBATOVA, T.; PEREDERII, T. Global trends in renewable energy development. In: **2020 IEEE KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek)**. [S.l.: s.n.], 2020. p. 260–263.

LAWDER, M. T.; SUTHAR, B.; NORTHRUP, P. W. C.; DE, S.; HOFF, C. M.; LEITERMANN, O.; CROW, M. L.; SANTHANAGOPALAN, S.; SUBRAMANIAN, V. R. Battery energy storage system (bess) and battery management system (bms) for grid-scale applications. **Proceedings of the IEEE**, v. 102, n. 6, p. 1014–1030, 2014.

LEE, C. S.; LIN, H. C.; LAI, S.-Y. Development of fast large lead-acid battery charging system using multi-state strategy. In: . [s.n.], 2013. Disponível em: <https://api.semanticscholar.org/CorpusID:56142298>.

LEE, S.; KIM, J.; LEE, J.; CHO, B. State-of-charge and capacity estimation of lithium-ion battery using a new open-circuit voltage versus state-of-charge. **Journal of Power Sources**, v. 185, n. 2, p. 1367–1373, 2008. ISSN 0378-7753. Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378775308017965>.

- LEE, Y.-S.; CHENG, G.-T. Quasi-resonant zero-current-switching bidirectional converter for battery equalization applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 21, n. 5, p. 1213–1224, 2006.
- LI, Y.; HAN, Y. Power electronics integration on battery cells. In: **2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 3318–3322.
- LI, Y.; HAN, Y. Control of input-series and output-independent power converter building block system based on buck converter topology. In: **2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 422–429.
- LI, Y.; HAN, Y. A module-integrated distributed battery energy storage and management system. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 12, p. 8260–8270, 2016.
- LIN, H.; HE, Y.; LIU, C. Design of an efficient battery charging system based on ideal multi-state strategy. In: **2016 International Symposium on Computer, Consumer and Control (IS3C)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 956–959.
- LINDEN, D.; REDDY, T. B. (Ed.). **Handbook of Batteries**. 3rd. ed. New York: McGraw-Hill, 2002. ISBN 0-07-135978-8.
- LISERRE, M.; BLAABJERG, F.; HANSEN, S. Design and control of an lcl-filter based three-phase active rectifier. In: **Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference. 36th IAS Annual Meeting (Cat. No.01CH37248)**. [S.l.: s.n.], 2001. v. 1, p. 299–307 vol.1.
- MANJUNATH, K.; KALPANA, R. A modularized two-stage active cell balancing circuit for series connected li-ion battery packs. In: **2022 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)**. [S.l.: s.n.], 2022. p. 1–6.
- MARQUES, J. M. B. **Battery Management System (BMS) for Lithium-Ion Batteries**. Dissertação (Master Dissertation) — University of Coimbra, Faculty of Sciences and Technology, Coimbra, Portugal, September 2014. Supervised by Prof. Dr. Aníbal Traça de Almeida.
- MARTINEZ-LASERNA, E.; GANDIAGA, I.; SARASKETA-ZABALA, E.; BADEDIA, J.; STROE, D.-I.; SWIERCZYNSKI, M.; GOIKOETXEA, A. Battery second life: Hype, hope or reality? a critical review of the state of the art. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 93, p. 701–718, 2018. ISSN 1364-0321. Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032118302491>.
- MENG, J.; RICCO, M.; LUO, G.; SWIERCZYNSKI, M.; STROE, D.-I.; STROE, A.-I.; TEODORESCU, R. An overview and comparison of online implementable soc estimation methods for lithium-ion battery. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 54, n. 2, p. 1583–1591, 2018.
- MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. **Power Electronics: Converters, Applications and Design**. 2. ed. S.l.: John Wiley & Sons Inc., 1995.
- MOORE, S. W.; SCHNEIDER, P. J. A review of cell equalization methods for lithium ion and lithium polymer battery systems. In: **SAE Technical Paper 2001-01-0959**. [S.l.]: Society of Automotive Engineers, 2001. DOI: 10.4271/2001-01-0959.

NAGUIB, M.; KOLLMEYER, P.; EMADI, A. Lithium-ion battery pack robust state of charge estimation, cell inconsistency, and balancing: Review. **IEEE Access**, v. 9, p. 50570–50582, 2021.

ODO, P. A comparative study of single-phase non-isolated bidirectional dc-dc converters suitability for energy storage application in a dc microgrid. In: **2020 IEEE 11th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)**. [S.l.: s.n.], 2020. p. 391–396.

OLIVEIRA, J. S. de. **Estratégia de balanceamento de estado de carga e saúde para sistemas de armazenamento baseados em baterias inteligentes**. Dissertação (Dissertação de Mestrado) — Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais, 2023.

OLIVEIRA, J. S. de; BRITO, E. M. da S.; PEREIRA, H. A.; CUPERTINO, A. F. Comparison of state-of-charge and state-of-health balancing schemes through a smart battery model with online degradation. In: **2023 IEEE 8th Southern Power Electronics Conference and 17th Brazilian Power Electronics Conference (SPEC/COBEP)**. [S.l.: s.n.], 2023. p. 1–8.

OMARIBA, Z. B.; ZHANG, L.; SUN, D. Review of battery cell balancing methodologies for optimizing battery pack performance in electric vehicles. **IEEE Access**, v. 7, p. 129335–129352, 2019.

PANG, H.; NAN, W.; LIU, X.; WANG, F.; CHEN, K.; CHEN, Y. An active equalization strategy for series-connected lithium-ion battery packs based on a dual threshold trigger mechanism. **Green Energy and Intelligent Transportation**, v. 3, n. 3, p. 100206, 2024. ISSN 2773-1537. Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2773153724000586>.

PARK, S.; AHN, J.; KANG, T.; PARK, S.; KIM, Y.; CHO, I.; KIM, J. Review of state-of-the-art battery state estimation technologies for battery management systems of stationary energy storage systems. **Journal of Power Electronics**, v. 20, n. 6, p. 1526–1540, nov 2020. ISSN 2093-4718. Disponível em: <https://doi.org/10.1007/s43236-020-00122-7>.

PEIXOTO, B. S. **Projeto e Análise Comparativa de Conversores Eletrônicos para Integração a Baterias**. Trabalho de Conclusão de Curso — Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais - CEFET-MG, Belo Horizonte, Minas Gerais, Feb 2025.

PLETT, G. L. **Battery Management Systems, Volume I: Battery Modeling**. 1. ed. Norwood, MA: Artech House, 2015.

PLETT, G. L. **Battery Management Systems, Volume II: Equivalent-Circuit Methods**. 1. ed. Norwood, MA: Artech House, 2015.

POP, V.; BERGVELD, H. J.; DANILOV, D.; REGTIEN, P. P.; NOTTEN, P. H. **Battery Management Systems: Accurate State-of-Charge Indication for Battery-Powered Applications**. Dordrecht: Springer, 2008. v. 9. (Philips Research Book Series, v. 9). ISBN 978-1-4020-6945-1.

- PRÖBSTL, A.; PARK, S.; NARAYANASWAMY, S.; STEINHORST, S.; CHAKRABORTY, S. Soh-aware active cell balancing strategy for high power battery packs. In: **2018 Design, Automation Test in Europe Conference Exhibition (DATE)**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 431–436.
- QUINTERO, V.; CHE, O.; CHING, E.; AUCIELLO, O.; OBALDÍA, E. de. Baterías de ion litio: Características y aplicaciones. **Revista de I+D Tecnológico**, v. 17, n. 1, p. 15–22, 2021. ISSN 2219-6714. Artículo original. Recibido: 29 de febrero de 2020. Recibido con correcciones: 11 de junio de 2020. Aceptado: 8 de enero de 2021. Disponible em: <http://revistas.utp.ac.pa>.
- RAND, D.; MOSELEY, P.; GARCHE, J.; PARKER, C. **Valve Regulated Lead Acid Batteries**. New York, NY, USA: Elsevier, 2004. ISBN 0-4445-0746-9.
- REISECKER, V.; FLATSCHER, F.; PORZ, L.; FINCHER, C.; TODT, J.; HANGHOFER, I.; HENNIGE, V.; LINARES-MOREAU, M.; FALCARO, P.; GANSCHOW, S. *et al.* Effect of pulse-current-based protocols on the lithium dendrite formation and evolution in all-solid-state batteries. **Nature Communications**, Nature Publishing Group UK London, v. 14, n. 1, p. 2432, 2023.
- ROSA, E. F.; BRITO, E. M. D. S.; PEREIRA, H. A.; TEODORESCU, R.; CUPERTINO, A. F. Pulsed-current operation of smart batteries through warm redundancy. In: **2023 IEEE 8th Southern Power Electronics Conference and 17th Brazilian Power Electronics Conference (SPEC/COBEP)**. [S.l.: s.n.], 2023. p. 1–6.
- RUFER, A. **Energy Storage: Systems and Components**. [S.l.]: CRC Press, 2017.
- RUMPF, K.; NAUMANN, M.; JOSSEN, A. Experimental investigation of parametric cell-to-cell variation and correlation based on 1100 commercial lithium-ion cells. **Journal of Energy Storage**, v. 14, p. 224–243, 2017. ISSN 2352-152X. Disponible em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2352152X17302633>.
- SCHONUNG, A. Static frequency changers with "subharmonic"control in conjunction with reversible variable-speed a.c.drives. **Brown Boveri Review**, v. 51, p. 555–577, 1964. Disponible em: <https://api.semanticscholar.org/CorpusID:215944155>.
- SHAHJALAL, M.; ROY, P. K.; SHAMS, T.; FLY, A.; CHOWDHURY, J. I.; AHMED, M. R.; LIU, K. A review on second-life of li-ion batteries: prospects, challenges, and issues. **Energy**, v. 241, p. 122881, 2022. ISSN 0360-5442. Disponible em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0360544221031303>.
- SILVA, C. T. da. **Sistema de gerenciamento de baterias de lítio com estimação de estados com filtro de Kalman estendido adaptativo**. Tese (Doutorado em Sistemas de Potência) — Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, Brasil, 2022. Acesso em: 2025-06-02.
- SILVESTRI, L.; SANTIS, M. D.; BELLA, G. A preliminary techno-economic and environmental performance analysis of using second-life ev batteries in an industrial application. In: **Proceedings of the 2022 6th International Conference on Green Energy and Applications (ICGEA)**. [S.l.]: IEEE, 2022. p. 99–102.

SOLAREDGE. **SolarEdge Home Battery – 10kWh**. 2025. Accessed on: Jan. 7, 2025. Disponível em: <https://knowledge-center.solaredge.com/sites/kc/files/se-home-battery-10K1PS0B-01-datasheet-pb.pdf>.

STROE, D.-I.; KNAP, V.; SWIERCZYNSKI, M.; STROE, A.-I.; TEODORESCU, R. Operation of a grid-connected lithium-ion battery energy storage system for primary frequency regulation: A battery lifetime perspective. **IEEE transactions on industry applications**, IEEE, v. 53, n. 1, p. 430–438, 2016.

SUI, X.; CHE, Y.; ZHENG, Y.; WEINREICH, N. A.; HE, S.; TEODORESCU, R. Ai for smart battery state estimation: A perspective. In: **2024 IEEE 10th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC2024-ECCE Asia)**. [S.l.: s.n.], 2024. p. 5126–5130.

SUI, X.; ŚWIERCZYŃSKI, M.; TEODORESCU, R.; STROE, D.-I. The degradation behavior of lifepo4/c batteries during long-term calendar aging. **Energies**, v. 14, n. 6, 2021. ISSN 1996-1073. Disponível em: <https://www.mdpi.com/1996-1073/14/6/1732>.

SUNG, W.; SHIN, C. B. Electrochemical model of a lithium-ion battery implemented into an automotive battery management system. **Computers Chemical Engineering**, v. 76, p. 87–97, 2015. ISSN 0098-1354. Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0098135415000526>.

TAHIR, M. U.; SANGWONGWANICH, A.; STROE, D.-I.; BLAABJERG, F. Overview of multi-stage charging strategies for li-ion batteries. **Journal of Energy Chemistry**, v. 84, p. 228–241, 2023. ISSN 2095-4956. Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2095495623003091>.

TEODORESCU, R.; SUI, X.; ACHARYA, A. B.; STROE, D.-I.; HUANG, X. Smart battery concept: A battery that can breathe. In: **5th E-Mobility Power System Integration Symposium (EMOB 2021)**. [S.l.: s.n.], 2021. v. 2021, p. 214–220.

Texas Instruments. **LAUNCHXL-F28379D Overview User's Guide (Rev. C)**. [S.l.], 2019. Disponível em: <https://www.ti.com/tool/LAUNCHXL-F28379D>.

TONG, S.; KLEIN, M. P.; PARK, J. W. On-line optimization of battery open circuit voltage for improved state-of-charge and state-of-health estimation. **Journal of Power Sources**, v. 293, p. 416–428, out. 2015.

TORRES, N. N. S.; SCHERER, H. F.; JUNIOR, O. H. A.; LEDESMA, J. J. G. Application of neural networks in a sodium-nickel chloride battery management system. **Journal of Control, Automation and Electrical Systems**, v. 33, n. 4, p. 1188–1197, 2022. ISSN 2195-3899. Disponível em: <https://doi.org/10.1007/s40313-021-00847-1>.

Typhoon HIL Inc. **HIL606 Real-Time Simulator**. 2021. Typhoon HIL product web page. Disponível em: <https://www.typhoon-hil.com/products/hil-simulator/hil606/>.

Typhoon HIL Inc. **HIL TI uGrid Launchpad Interface: Detailed Description**. [S.l.], 2025. Disponível em: https://www.typhoon-hil.com/documentation/typhoon-hil-hardware-manual/hil_ti_ugrid_launchpad_interface/References/detailed_description.html.

- TYTELMAIER, K.; HUSEV, O.; VELIGORSKYI, O.; YERSHOV, R. A review of non-isolated bidirectional dc-dc converters for energy storage systems. In: **2016 II International Young Scientists Forum on Applied Physics and Engineering (YSF)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 22–28.
- VARDHAN, R. K.; SELVATHAI, T.; REGINALD, R.; SIVAKUMAR, P.; SUNDARESH, S. Modeling of single inductor based battery balancing circuit for hybrid electric vehicles. In: **IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 2293–2298.
- VISWANATHAN, V. V.; KINTNER-MEYER, M. Second use of transportation batteries: Maximizing the value of batteries for transportation and grid services. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, IEEE, v. 60, n. 7, p. 2963–2970, 2011.
- WEI, L.; JIE, L.; WENJI, S.; ZIPING, F. Study on passive balancing characteristics of serially connected lithium-ion battery string. In: **2017 13th IEEE International Conference on Electronic Measurement Instruments (ICEMI)**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 489–495.
- XIONG, H.; DUFEK, E.; GERING, K. Batteries. In: _____. **Comprehensive Energy Systems**. [S.l.]: Elsevier, 2018. v. 2, p. 629–662. ISBN 9780128095973. Publisher Copyright: © 2018 Elsevier Inc. All rights reserved.
- YAN, J.; CHENG, Z.; XU, G.; QIAN, H.; XU, Y. Fuzzy control for battery equalization based on state of charge. In: **2010 IEEE 72nd Vehicular Technology Conference - Fall**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–7.
- YAZDANI, A.; IRAVANI, R. **Voltage-Sourced Converters in Power Systems: Modeling, Control, and Applications**. [S.l.]: IEEE Press, 2010. ISBN 978-0-470-52156-4.
- ZHANG, C.; JIANG, Y.; JIANG, J.; CHENG, G.; DIAO, W.; ZHANG, W. Study on battery pack consistency evolutions and equilibrium diagnosis for serial- connected lithium-ion batteries. **Applied Energy**, v. 207, p. 510–519, 2017. ISSN 0306-2619. Transformative Innovations for a Sustainable Future – Part II. Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0306261917307298>.
- ZHANG, Y.; CHENG, S.; MEI, W.; JIANG, L.; JIA, Z.; CHENG, Z.; SUN, J.; WANG, Q. Understanding of thermal runaway mechanism of lifepo4 battery in-depth by three-level analysis. **Applied Energy**, v. 336, p. 120695, 2023. ISSN 0306-2619. Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0306261923000594>.
- ZHANG, Z.; GUI, H.; GU, D.-J.; YANG, Y.; REN, X. A hierarchical active balancing architecture for lithium-ion batteries. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 4, p. 2757–2768, 2017.
- ZHAO, C.; HASHEMI, S.; ANDERSEN, P. B.; TRÆHOLT, C. Data-driven state of health modeling of battery energy storage systems providing grid services. In: **2021 11th International Conference on Power, Energy and Electrical Engineering (CPEEE)**. [S.l.: s.n.], 2021. p. 43–49.

ZHAO, Y.; POHL, O.; BHATT, A. I.; COLLIS, G. E.; MAHON, P. J.; RÜTHER, T.; HOLLENKAMP, A. F. A review on battery market trends, second-life reuse, and recycling. **Sustainable Chemistry**, v. 2, n. 1, p. 167–205, 2021. ISSN 2673-4079. Disponível em: <https://www.mdpi.com/2673-4079/2/1/11>.

ZHU, Y.; XIONG, Y.; XIAO, J.; YI, T.; LI, C.; SUN, Y. An improved coulomb counting method based on non-destructive charge and discharge differentiation for the soc estimation of ncm lithium-ion battery. **Journal of Energy Storage**, v. 73, p. 108917, 2023. ISSN 2352-152X. Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2352152X23023150>.

ÅSTRÖM, K. J.; HÄGGLUND, T. **PID Controllers: Theory, Design, and Tuning**. 2. ed. Research Triangle Park, NC: Instrument Society of America (ISA), 1995. ISBN 1-55617-516-7.

APÊNDICE A – TRANSFORMAÇÕES DE CLARKE E PARK

As transformações de Clarke e Park são fundamentais na análise de sistemas trifásicos, permitindo representar grandezas elétricas em referenciais que facilitam a implementação de estratégias de controle, especialmente em aplicações com máquinas elétricas e conversores estáticos.

A transformação de Clarke converte um conjunto trifásico de tensões ou correntes (x_a , x_b , x_c) em um sistema bifásico ortogonal no referencial estacionário $\alpha\beta$. A forma direta dessa transformação é expressa por:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}. \quad (\text{A.1})$$

Já a transformação inversa de Clarke, que reconstrói as componentes trifásicas a partir do plano $\alpha\beta$, é dada por:

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}. \quad (\text{A.2})$$

A transformação de Park permite a conversão do referencial estacionário $\alpha\beta$ para um referencial girante síncrono dq , que gira com o ângulo θ em relação ao sistema estacionário. Essa rotação transforma variáveis senoidais em contínuas, o que é vantajoso para controle em malha fechada com controladores PI.

A forma direta da transformação de Park é dada por:

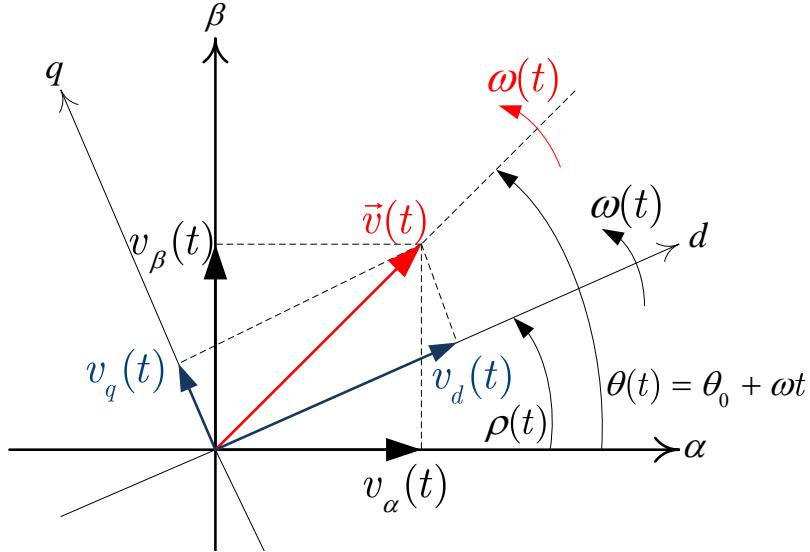
$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}, \quad (\text{A.3})$$

e sua forma inversa é expressa por:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix}. \quad (\text{A.4})$$

A Figura 68 ilustra a representação geométrica das transformações de Clarke e Park.

Figura 68 – Representação Gráfica das transformações de Clarke e Park.



Fonte: Almeida (2011).

Combinando as transformações de Clarke e Park, obtém-se a transformação direta do sistema trifásico para o referencial síncrono dq , dispensando o estágio intermediário $\alpha\beta$. A equação que representa essa transformação direta é dada por:

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 120^\circ) & \cos(\theta + 120^\circ) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 120^\circ) & -\sin(\theta + 120^\circ) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}, \quad (\text{A.5})$$

enquanto a transformação inversa do referencial dq para o sistema trifásico abc é dada por:

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \cos(\theta - 120^\circ) & -\sin(\theta - 120^\circ) \\ \cos(\theta + 120^\circ) & -\sin(\theta + 120^\circ) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix}. \quad (\text{A.6})$$

Essas transformações são largamente empregadas em estratégias de controle vetorial. Quando o referencial girante é sincronizado com a tensão da rede elétrica, as grandezas transformadas tornam-se constantes em regime permanente. Isso permite o uso de controladores PI com desempenho aprimorado, simplificando o projeto e a implementação de sistemas de controle em conversores e acionamentos.

APÊNDICE B – TYPHOON HIL

A simulação *Hardware-in-the-Loop* é uma técnica que permite conectar um modelo em tempo real de um sistema físico a um controlador real. Com isso, é possível testar algoritmos de controle, validar *firmwares* e avaliar o comportamento do sistema sob diferentes condições, sem a necessidade de um protótipo físico completo.

Na abordagem HIL, o modelo do sistema é executado em um equipamento dedicado, que realiza a simulação com alta precisão temporal e capacidade de interagir com sinais reais (análogicos e digitais).

Para a realização dos testes desta dissertação, foi utilizado o simulador Typhoon HIL 606, ilustrado na Figura 69, desenvolvido pela empresa Typhoon HIL Inc. Este equipamento é voltado para aplicações em sistemas de potência e permite a execução de modelos com resolução temporal de até 1 μ s, além de dispor de diversas interfaces de entrada e saída. As principais características desse dispositivo podem ser observadas a seguir (Typhoon HIL Inc., 2021):

- **Processador:** ZU9EG *Zynq UltraScale+ MPSoC* com até 8 núcleos de processamento;
- **Tempo de simulação em tempo real:** até 25 ns (tipicamente 250 ns);
- **Atualização das saídas analógicas:** até 200 ns;
- **Resolução das E/S analógicas:** 16 bits;
- **Canais disponíveis:** 64 saídas analógicas, 32 entradas analógicas, 64 entradas digitais, 64 saídas digitais;
- **Oversampling nas entradas digitais (GDS):** resolução de 3,5 ns;
- **Modelos suportados:** máquinas elétricas não-lineares com harmônicos espaciais, perdas em semicondutores, conversores ressonantes e DAB com alta fidelidade, importação de modelos JMAG-RT;
- **Conectividade:** USB 3.0, 4× Ethernet, 2× EtherCAT, 2× CAN FD, 2× QSFP, GPIO, RS232, IRIG-B, HSSL, JTAG;
- **Compatibilidade:** compatível com as interfaces HIL DSP *Interface*, HIL *Breakout Board*, HIL dS *Interface*, HIL *Connect* e HIL TI *uGrid Launchpad Interface*;
- **Software de modelagem:** *Typhoon HIL Control Center* (THCC);

Figura 69 – Equipamento Typhoon HIL606 utilizado nos testes.



Fonte: Typhoon HIL Inc. (2021).

O Typhoon HIL606 foi conectado ao DSP por meio de suas interfaces analógicas e digitais. A comunicação entre ambos foi estabelecida com base na interface padronizada HIL TI *uGrid LaunchPad Interface*, conforme descrito na documentação oficial da Typhoon HIL Inc.

Esse *layout* define claramente os pontos de conexão entre os sinais do HIL e os pinos do controlador, utilizando conectores dedicados, chaves de habilitação e terminais de medição. As principais vias de comunicação foram:

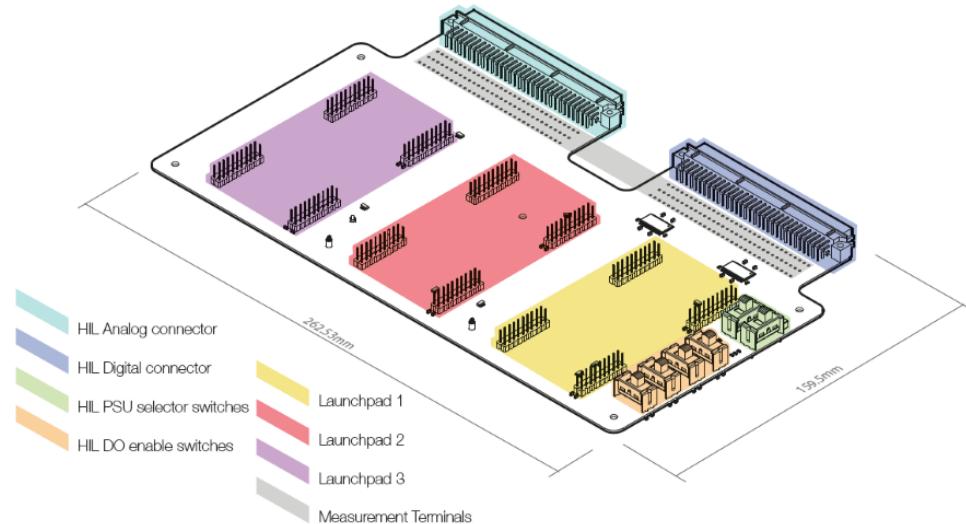
- **Saídas analógicas (DAC):** para envio de sinais simulados, como potência ativa e reativa;
- **Entradas analógicas (ADC):** para aquisição de sinais provenientes do modelo;
- **GPIOs e PWMs:** para simulação de sensores, comandos digitais e controle de interruptores eletrônicos.

A placa *uGrid* utilizada nesse sistema é dividida em seções que facilitam a organização e a conexão dos sinais (Typhoon HIL Inc., 2025):

- Conector analógico;
- Conector digital;
- Terminais de medição;
- Chaves seletoras da fonte de alimentação (PSU);
- Grupos de conectores do LaunchPad™ 1, 2 e 3;
- Chaves de habilitação das saídas digitais do HIL (DO *enable*).

A Figura 70 apresenta o *layout* completo da interface, destacando as regiões de conexão entre o HIL e o DSP.

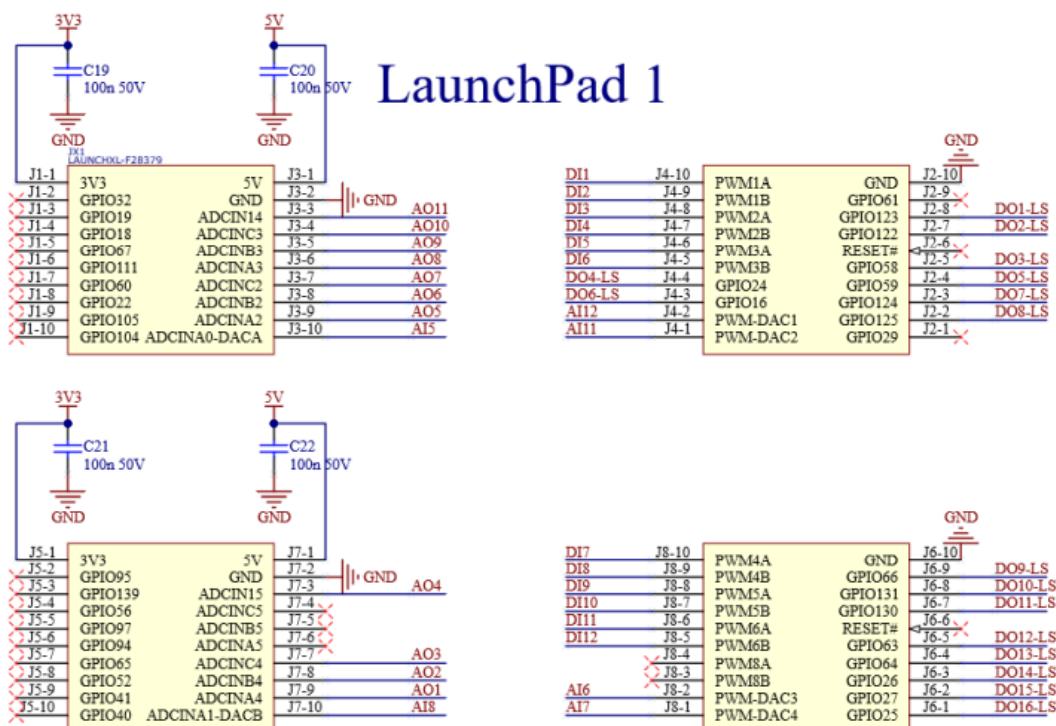
Figura 70 – Layout da interface HIL TI uGrid LaunchPad.



Fonte: Typhoon HIL Inc. (2025).

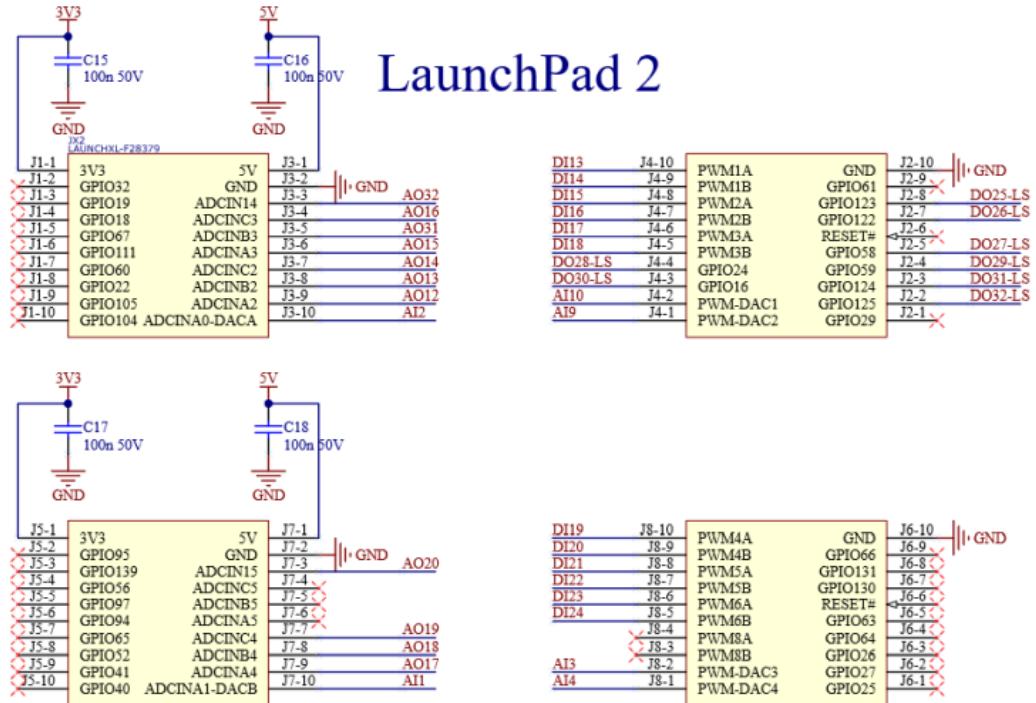
A interface HIL TI *uGrid LaunchPad* possui três grupos de conectores dedicados ao LaunchPad™, cada um composto por quatro conectores do tipo 2x10 pinos. Esses grupos seguem um padrão de pinagem específico, ilustrado nas Figuras 71, 72 e 73, correspondentes aos grupos LaunchPad™ 1, 2 e 3, respectivamente.

Figura 71 – Pinagem do grupo de conectores LaunchPad™ 1



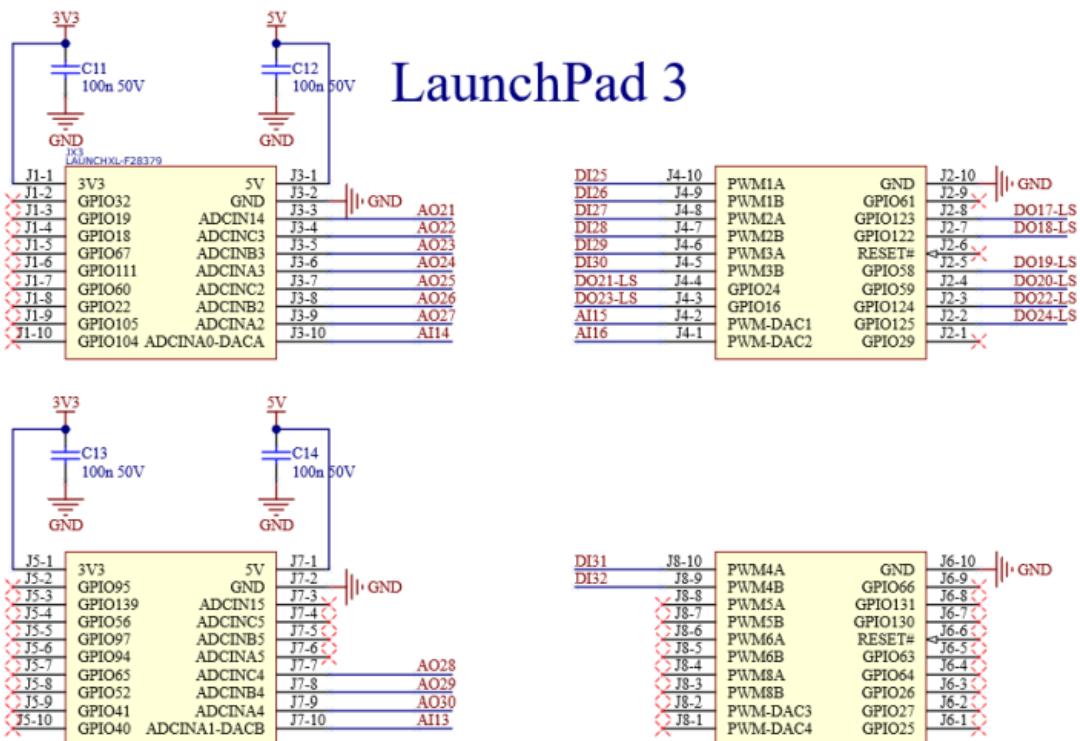
Fonte: Typhoon HIL Inc. (2025).

Figura 72 – Pinagem do grupo de conectores LaunchPad™ 2



Fonte: Typhoon HIL Inc. (2025).

Figura 73 – Pinagem do grupo de conectores LaunchPad™ 3



Fonte: Typhoon HIL Inc. (2025).

Embora diferentes placas LaunchPad™ compartilhem esse mesmo padrão de pina-

gem, a interface HIL TI *uGrid LaunchPad* foi projetada e validada especificamente para uso com as seguintes placas da Texas Instruments:

- LAUNCHXL-F28027F
- LAUNCHXL-F28069M
- LAUNCHXL-F28379D
- LAUNCHXL2-TMS57012
- LAUNCHXL-RM46

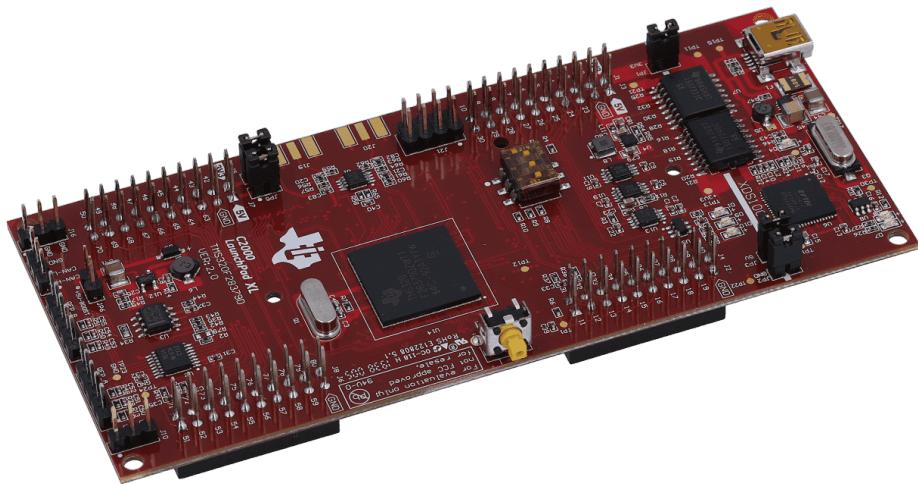
Essas placas são compatíveis com o roteamento de sinais implementado na interface, garantindo comunicação segura e precisa com o simulador Typhoon HIL.

Informações adicionais sobre o dispositivo podem ser consultadas diretamente no site oficial da Typhoon HIL, por meio do seguinte endereço: <https://www.typhoon-hil.com/>.

APÊNDICE C – CARACTERÍSTICAS DO DSP

A placa LAUNCHXL-F28379D, da Texas Instruments, é uma plataforma de desenvolvimento baseada no microcontrolador TMS320F28379D, pertencente à família C2000™ Delfino™. Essa placa foi utilizada como unidade de controle digital no presente trabalho, sendo responsável pela implementação dos algoritmos de controle e pela interface com o simulador Typhoon HIL. A Figura 74 apresenta a placa LAUNCHXL-F28379D.

Figura 74 – Placa de desenvolvimento LAUNCHXL-F28379D.



Fonte: Texas Instruments (2019).

O TMS320F28379D é um microcontrolador de 32 bits com arquitetura Harvard modificada e suporte a ponto flutuante, possuindo dois núcleos de processamento independentes do tipo C28x e um co-processador CLA (*Control Law Accelerator*). Suas principais características são listadas a seguir (Texas Instruments, 2019):

- **Processador:** TMS320F28379D com dois núcleos *C28x* e dois *CLAs* (*Control Law Accelerators*), operando a até 200 MHz;
- **Tensão de operação:** alimentação típica de 3,3 V para lógica interna e periféricos;
- **Memória:** 1 MB de memória Flash;
- **Conversores A/D:** até 4 módulos ADC de 12 bits, com múltiplos canais e suporte a sobreposição para resolução efetiva aumentada;
- **Conversores D/A:** dois DACs de 12 bits;
- **Módulos PWM:** 12 módulos ePWM com suporte a alta resolução (HRPWM);

- **Outros periféricos:** comparadores, filtros digitais Sinc para moduladores delta-sigma, módulos eCAP (captura), eQEP (encoder), e interfaces CAN;
- **Depuração:** interface JTAG isolada XDS100v2 via USB, para programação e depuração em tempo real;
- **Entradas adicionais:** dois conectores dedicados para encoders absolutos ou incrementais;
- **Expansão:** suporte a dois módulos BoosterPack™ Plug-in;
- **Conectores:** quatro conectores de 20 pinos (headers) para acesso aos sinais digitais e analógicos;
- **Recursos adicionais:** botões programáveis, LEDs e conector isolado para transceptor CAN.

Mais informações sobre a arquitetura, periféricos e instruções do TMS320F28379D podem ser consultadas diretamente no site oficial da Texas Instruments: <https://www.ti.com/tool/LAUNCHXL-F28379D>.

BIOGRAFIA DO AUTOR



Ediward Amaral Carelli é formado em Eletrotécnica pelo Instituto Federal do Sudeste de Minas Gerais – Campus Santos Dumont, em 2017. Recebeu o título de Bacharel em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Juiz de Fora (UFJF), em 2023. Atualmente, é mestrando no programa de pós-graduação da Universidade Federal de Juiz de Fora. Desde março de 2025, atua como Professor Substituto no Instituto Federal do Sudeste de Minas Gerais – Campus Santos Dumont. Seus principais interesses de pesquisa incluem sistemas de armazenamento de energia em baterias, baterias com conversor integrado, técnicas de balanceamento do estado de carga, eletrônica de potência e sistemas de controle.

E-mail: <ediward2011@gmail.com>

LinkedIn: <<https://www.linkedin.com/in/ediward-carelli-a45251202/>>

Lattes: <<http://lattes.cnpq.br/6512314965330822>>